



Etude et mise en oeuvre du transfert de l'énergie électrique par induction : application à la route électrique pour véhicules en mouvement

Antoine Caillierez

► To cite this version:

Antoine Caillierez. Etude et mise en oeuvre du transfert de l'énergie électrique par induction : application à la route électrique pour véhicules en mouvement. Autre. Université Paris Saclay (COMUE), 2016. Français. NNT : 2016SACLC010 . tel-01385053

HAL Id: tel-01385053

<https://theses.hal.science/tel-01385053>

Submitted on 25 Oct 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

NNT : 2016SACLC010

THESE DE DOCTORAT
DE L'UNIVERSITE PARIS-SACLAY,
préparée à CentraleSupélec

ÉCOLE DOCTORALE N° 575 EOB

Electrical, optical, bio-physics and engineering (physique et ingénierie : Electrons,
Photons, Science du vivant)

Spécialité de doctorat : Génie électrique

Par

M. Antoine CAILLIEREZ

Étude et mise en œuvre du transfert de l'énergie électrique par induction :
Application à la route électrique pour véhicules en mouvement

Thèse présentée et soutenue à Gif-sur-Yvette, le 19 Janvier 2016 :

Composition du Jury :

M. ZISSIS Georges
M. EL KHAMLI-KHILIL Khalil
M. SADARNAC Daniel
M. JAAFARI Alain
M. KHATIR Zoubir
M. DARCHERIF Moumen
M. NADI Mustapha
M. BASTARD Patrick
M. LOUDOT Serge
M. CANAL Frédéric

Professeur, UPS Toulouse III
Professeur, UBP Clermont- Ferrand
Professeur, CentraleSupélec
Professeur, UPJV Amiens
Directeur HDR du LTN/IFFSTAR
Directeur de l'EPMI
Professeur, Université de Nancy
Directeur HDR DEA-SA, Renault
Ingénieur DEA-IRB, Renault
Chef de Service DEA-IR, Renault

Président
Rapporteur
Directeur de thèse
Co-directeur de thèse
Examineur
Examineur
Examineur
Invité
Invité
Invité

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été développés conjointement au sein du laboratoire GeePs de Supélec et de la direction de la recherche du Technocentre Renault. Cette thèse a été codirigée par Monsieur Daniel SADARNAC, Professeur à Supélec et Monsieur Alain JAAFARI, Professeur de l'Université de Picardie Jules Vernes. L'encadrement industriel fut assuré par Monsieur Serge LOUDOT, Docteur INPT et référent électronique de puissance au Technocentre Renault.

Je tiens en premier lieu à exprimer toute ma gratitude à Monsieur Daniel SADARNAC, non seulement pour avoir dirigé cette thèse mais surtout pour le soutien à la fois moral et scientifique qu'il a pu m'apporter pendant toute sa durée, même dans les moments les plus difficiles. Que ce soit dans la rédaction du manuscrit ou dans la compréhension des phénomènes électromagnétiques et des circuits résonnants, il a toujours su être disponible pour m'aider à parachever ce travail. Pour cela et bien plus encore, je lui en suis profondément reconnaissant.

J'exprime également toute ma reconnaissance envers Monsieur Alain JAAFARI, qui fait partie des personnes à l'origine de ce sujet, pour avoir codirigé cette thèse, pour la confiance qu'il m'a accordé pour mener à bien ce projet et pour tous ses conseils, que ce soit pour les réalisations de circuits électroniques ou encore les rédactions d'articles. Il a su défendre et promouvoir ce projet à chaque instant et a permis de lui donner toute l'ampleur qu'il mérite.

Je tiens à remercier Monsieur Serge LOUDOT pour qui l'électronique de puissance et ses applications industrielles n'ont aucun secret. Malgré un emploi du temps chargé, malgré les différentes réorganisations internes, il a toujours su se rendre disponible pour prodiguer d'excellents conseils techniques et insuffler cette vision industrielle propre aux thèses CIFRE. Je le remercie également pour son aide dans la conception de l'onduleur et pour son soutien et sa participation dans les phases de rédaction.

Un grand merci à cette équipe encadrante, pour toutes les discussions et débats techniques que nous avons pu avoir tout au long de cette thèse, et pour le dévouement dont chacun a fait preuve pour faire avancer ce sujet.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur Georges ZISSIS, Professeur à l'Université Paul Sabatier Toulouse III, pour m'avoir fait l'honneur de présider le Jury de ma soutenance de thèse.

Je remercie vivement Monsieur Georges ZISSIS et Monsieur Khalil EL KHAMLIHI DRISSI, professeur de l'Université Blaise Pascal Clermont Ferrand, de l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail et d'avoir accepté de prendre le temps d'en être les rapporteurs. Je les remercie pour tous les commentaires constructifs qu'ils ont pu y apporter. J'exprime également ma reconnaissance à Messieurs Zoubir KHATIR, Moumen DARCHERIF et Mustapha NADI d'avoir accepté d'être examinateurs et membres du Jury. Je n'oublie pas Messieurs Patrick BASTARD, Frédéric CANAL et Serge LOUDOT, de Renault, pour leurs contributions en tant que membres invité du jury. Je remercie les membres du jury d'avoir accepté d'assister, le jour de la soutenance, à une démonstration du fonctionnement du prototype réalisé et pour toutes les discussions qui ont pu en découler.

Ce fut un grand honneur de présenter mes travaux à tant de spécialistes du monde académique et industriel, j'ai particulièrement apprécié les discussions constructives que cette présentation a pu induire.

J'exprime également toute ma gratitude à Monsieur Jean-Claude VANNIER, qui m'a accordé sa confiance en m'accueillant dans son laboratoire E3S de Supélec et m'a laissé une grande liberté de mouvement, avec mes démonstrateurs toujours plus encombrants. Un grand merci à Monsieur Damien HUCHET, technicien du laboratoire, pour son aide dans la réalisation desdits démonstrateurs et tous ses conseils et astuces techniques. J'en profite pour remercier Messieurs Charif KARIMI et Amir ARZANDE, enseignants chercheurs à Supélec, avec qui j'ai pu avoir nombres de discussions techniques enrichissantes. Sans oublier Madame Stéphanie DOUESNARD, secrétaire du département énergie de Supélec, pour sa gentillesse, sa réactivité et son soutien dans toutes les tâches administratives.

Je tiens également à remercier mes collègues chez Renault, à commencer par Monsieur Frédéric CANAL, qui a pris le sujet en cours de route, a très rapidement cru en sa faisabilité technique et a m'a donné les moyen et la confiance pour réaliser le prototype tel qu'il est présenté dans ce manuscrit. Je lui suis reconnaissant, ainsi qu'à Monsieur Frédéric AUZAS, de m'avoir offert les meilleures conditions possibles pour achever la rédaction de ce manuscrit. Je remercie Monsieur Alain DAURON, qui fut notamment à l'origine de discussions très constructives avec des partenaires tels qu'EDF ou la SANEF. J'en profite ici pour remercier Monsieur Yves NEAU (EDF), Monsieur Guy FREMONT (SANEF) et l'ensemble des personnes ayant participé à ces discussions, qui ont apportées une ouverture essentielle sur l'écosystème très spécifique de la charge en roulant. Un grand merci à Monsieur Pierre NICOLAS, pour son enthousiasme pour ce sujet et pour avoir apporté une autre façon de raisonner, qui a permis de clarifier nombre de problèmes. Merci également pour son support technique inattendu et salvateur, la veille d'une démonstration...

Je n'oublie pas non plus Messieurs Jean-Luc BUTOT et Christian GINOUX, qui ont conçu et réalisé l'ensemble de la piste du démonstrateur ainsi que toute l'intégration dans le véhicule, Monsieur Pierrick GUEGUEN pour

ses précieux conseils pour rédiger ce mémoire ainsi que Madame Jeanne HOUIVET et Monsieur Samuel CREGUT, avec qui j'ai eu la chance d'avoir de nombreux échanges techniques sur la charge sans contact statique.

Je remercie Monsieur Paul-Antoine GORI, la relève, qui fut d'une aide précieuse dans la mise au point et la programmation du prototype, mais également l'ensemble des étudiants, stagiaires ou en projet d'étude, ayant apportés leurs contributions à ces travaux.

Mes remerciements vont aussi vers l'ensemble de mes collègues doctorants et désormais amis, pour tous ces moments partagés ensemble, que ce soit les 'pauses café' véritable poumon d'air frais, moyen de décompression essentiel ou encore pour tous nos 'voyages de département' qui comblent ma mémoire de précieux souvenirs. J'en profite pour placer ici une dédicace à la coloc' de Saulx les Chartreux : Florent, Mickael, Romain, merci pour ces moments !

Pour clore ces remerciements, j'adresse une mention toute particulière à ma famille qui m'a toujours supporté et encouragé durant toute ces années, et à la personne avec qui je partage mon quotidien, pour son soutien indéfectible.

Table des matières

Remerciements.....	I
Table des matières.....	V
Liste des figures	IX
Liste des tableaux	XV
Chapitre 1 Véhicule électrique à long rayon d'action	1
1.1 Les vecteurs de transfert d'énergie sans contact	3
1.2 Notre choix : le transfert d'énergie par induction	4
1.3 Transfert d'énergie sans contact en roulant.....	6
1.3.1 Système RPEV, programme PATH	7
1.3.2 Projet Serpentine EPFL	8
1.3.3 Système OLEV du KAIST	9
1.3.4 Primove et Flander's Drive, Bombardier	10
1.4 Les exigences du transfert d'énergie sans contact vers un véhicule en mouvement	11
Chapitre 2 Le coupleur inductif et ses implications dans le transfert d'énergie	15
2.1 Principe et modélisation d'un coupleur inductif	15
2.2 Évaluation des éléments du modèle.....	19
2.3 Caractéristiques attendues d'un coupleur dans l'application visée	23
2.4 Conséquences prévisibles de l'utilisation d'un coupleur dans un convertisseur	25
Chapitre 3 Notre démarche pour optimiser la mise en œuvre du coupleur inductif	27
3.1 Un convertisseur connu pour des applications connexes	27
3.2 L'évolution recherchée pour le système de conversion	30
3.3 Notre principal apport : la « recopie de tension ».....	33
3.4 Caractéristiques prévisibles d'un système de recopie de tension.....	37

3.5	Exemple de dimensionnement	45
Chapitre 4	Des solutions connues ou envisageables de transfert inductif d'énergie	47
4.1	Recensement des familles de topologies.....	47
4.2	Recensement des commandes et des modes de fonctionnements envisageables	50
4.2.1	Mode 2 de fonctionnement.....	53
4.2.2	Mode 3 de fonctionnement.....	55
4.2.3	Mode 4 de fonctionnement.....	61
4.3	Comparaison des modes de fonctionnement et solutions retenues.....	62
4.4	Impact de la dispersion des composants	63
4.5	Réalisation d'une maquette de faisabilité et premiers essais	67
4.6	Conclusion.....	72
Chapitre 5	Alimentation dynamique d'un véhicule électrique	75
5.1	Principe	75
5.1.1	Dimensions des bobines	77
5.1.2	Les couplages négligés jusqu'alors	78
5.1.3	Détection du véhicule.....	79
5.2	Notre architecture de route électrique	81
5.3	Caractéristiques de notre route électrique	85
5.3.1	Mise en équations	85
5.3.2	Etude sur trois positions spécifiques	88
5.4	Simulation du prototype Twizy, à haute vitesse	101
5.5	Conclusion.....	102
Chapitre 6	Réalisation d'une route électrique de 2.4kW sur 10 mètres.....	105
6.1	Réalisation du prototype de route électrique	106
6.2	Conception et réalisation d'un onduleur	109
6.3	Stratégie de commutation sans capteur des bobines	113

6.4	Mesures en fonction de la position du secondaire.....	118
6.5	Conclusion.....	122
Conclusion et perspectives		124
Liste des publications		129
Bibliographie		131
Annexes.....		135
Annexe A	Mesure des paramètres du coupleur inductif	137
Annexe B	Méthode de mesure du déphasage	141
Annexe C	Fonctionnement avec un seul primaire en court-circuit.	145

Liste des figures

Figure 1-1 : Station d'échange batterie, a) Taxi parisien Krieger - 1898, b) Betterplace - 2010	2
Figure 1-2: principe du transfert d'énergie capacitif pour véhicules électriques en mouvement [6], [7].....	4
Figure 1-3: Transformateur	5
Figure 1-4: Chargeur sans contact pour appareils mobiles	5
Figure 1-5: programme PATH : (a) bobine réceptrice, (b) vue en coupe de la route et de la bobine réceptrice	7
Figure 1-6: Programme PATH : essais dynamique.....	8
Figure 1-7: Projet Serpentine : 'capsule' autonome alimenté sans contact	8
Figure 1-8: Vue d'ensemble du système OLEV [30].....	9
Figure 1-9: (a) diagramme d'implantation à 4 segments, (b) contrôle des segments [34].....	10
Figure 1-10: Principe de la route électrique Bombardier [36]	11
Figure 2-1 : Un enroulement au sol et l'enroulement embarqué	15
Figure 2-2: Schéma naturel du coupleur inductif.....	16
Figure 2-3: Schéma équivalent du coupleur magnétique	17
Figure 2-4: Schéma équivalent à inductances de fuite réparties, ramené au primaire	17
Figure 2-5: Schéma équivalent à inductance de fuite totalisée au primaire.....	18
Figure 2-6: Schéma équivalent à inductance réparties symétrique.....	18
Figure 2-7: schéma équivalent en PI du coupleur	19
Figure 2-8: Influence d'un courant sur l'environnement magnétique	20
Figure 2-9: Détermination du flux magnétique émis par un enroulement, hors de lui-même	21
Figure 2-10: Induction à l'intérieur des conducteurs de l'enroulement	22
Figure 2-11: Détermination du flux magnétique émis par un enroulement à travers un autre	23

Figure 2-12: Une bobine fixe et une bobine mobile, éventuellement de dimensions différentes	24
Figure 2-13: Évolution du coefficient de couplage avec le décentrage selon la Figure 2-12	25
Figure 2-14: Le convertisseur « en pont »	26
Figure 3-1: Phase shift converter	27
Figure 3-2: Formes d'onde observables dans le convertisseur de la Figure 3-1	28
Figure 3-3: Utilisation de la méthode du premier harmonique	28
Figure 3-4: Quelques points de fonctionnement accessibles.....	29
Figure 3-5: Prise en compte de l'inductance de magnétisation du coupleur.....	32
Figure 3-6: Fonctionnement possible avec facteurs de puissance idéaux	32
Figure 3-7: La symétrie du convertisseur utilisée pour réaliser le concept de recopie	34
Figure 3-8: Un convertisseur symétrique	34
Figure 3-9: Schéma équivalent à la partie centrale du convertisseur	34
Figure 3-10: Diagramme de Fresnel relatif au convertisseur et à sa commande symétrique	35
Figure 3-11: Deux cas de figure envisageables selon la fréquence	36
Figure 3-12: Diagramme de Fresnel idéal.....	36
Figure 3-13: Propriétés géométriques du diagramme de Fresnel « idéal »	37
Figure 3-14: Évolution du diagramme de diagramme de Fresnel idéal avec la fréquence	39
Figure 3-15 : Évolution de la puissance normalisée en mode de recopie.....	42
Figure 3-16: Zoom sur la Figure 3-15.....	43
Figure 4-1: Exploration de topologies « quasi-duales »	48
Figure 4-2: Transformation du cœur de conversion	49
Figure 4-3: Modèle du coupleur et de son environnement immédiat.....	51
Figure 4-4: Evolution du déphasage en sortie de l'onduleur primaire.....	52
Figure 4-5: Gain en tension et facteur de puissance au primaire pour f fixe = f_3	54
Figure 4-6: Gain en tension et facteur de puissance au primaire pour f fixe = $1.05 \times f_3$	55
Figure 4-7: Gain en tension et facteur de puissance au primaire pour f fixe = $0.95 \times f_3$	55

Figure 4-8: Gain en tension et facteur de puissance au primaire dans le mode 3 pour $P_{MINI}/10$	56
Figure 4-9: Gain en tension et facteur de puissance au primaire dans le mode 3 pour $P_{MINI}/2$	57
Figure 4-10: Gain en tension et facteur de puissance au primaire dans le mode 3 pour $2P_{MINI}$	57
Figure 4-11: Diagramme de Fresnel	59
Figure 4-12: Facteurs de puissance dans le mode 3 particulier	59
Figure 4-13: Courants efficaces dans le mode 3 particulier	60
Figure 4-14: Commutations dures imposées par le mode 3 particulier	61
Figure 4-15: Gain en tension et facteur de puissance au secondaire dans le mode 4	62
Figure 4-16: Influence de la dispersion des composants sur le gain en tension pour $k=0.3$	64
Figure 4-17: Influence de la dispersion des composants sur la puissance transmise pour $k=0.3$	65
Figure 4-18: Influence de la dispersion des composants sur le gain en tension pour $k=0.1$	65
Figure 4-19 : Limitation de la plage de fonctionnement de l'onduleur	66
Figure 4-20: Fil de Litz comportant 5 opérations de torsade [38].....	68
Figure 4-21: Pertes dans le fil de Litz.....	69
Figure 4-22: Une première réalisation	69
Figure 4-23: Courant et tension de sortie de l'onduleur primaire	70
Figure 4-24: Comparaison simulations – mesures (mode 1): Puissance secondaire	71
Figure 4-25: Comparaison simulations – mesures (mode 1): Gain en tension	72
Figure 5-1: principe.....	75
Figure 5-2: Exemple d'architecture électrique d'un tronçon de route	76
Figure 5-3: Exemple d'intégration dans une route.....	76
Figure 5-4: Principe du blindage magnétique du véhicule	78
Figure 5-5: représentation d'un circuit multi-primaires.....	78
Figure 5-6: Mesure des coefficients de couplage.....	79
Figure 5-7 : Influence du milieu sur le fonctionnement du capteur capacitif	80
Figure 5-8: essais du capteur capacitif	80

Figure 5-9 : Système de détection du véhicule à trois bobines [52]	81
Figure 5-10: Architecture électrique de route avec bus d'alimentation alternatif	81
Figure 5-11: Architecture électrique de route avec bus d'alimentation continu.....	82
Figure 5-12: Puissance impulsionnelle délivrée par une cellule au sol en fonction de la vitesse du véhicule passant au-dessus	83
Figure 5-13: schéma de principe du prototype de route électrique	84
Figure 5-14: Positions étudiées	90
Figure 5-15: couplages mesurés aux points étudiés	91
Figure 5-16: schéma de principe de la bobine secondaire en position C.....	92
Figure 5-17: Gain en tension en position C	92
Figure 5-18: gain en courant entre primaires n et $n\pm 1$, en position C	94
Figure 5-19: gain en tension en position B.....	95
Figure 5-20: Gain en courant entre bobine primaires n et $n+1$ en position B.....	95
Figure 5-21: Gain en courant entre bobine primaires n et $n-1$ en position B	96
Figure 5-22: Influence du court-circuit d'une bobine adjacente sur son condensateur	98
Figure 5-23: Gain en courant entre les bobines $n+1$ et n en position A.....	99
Figure 5-24: Gain en courant entre la bobine $n-1$ et la bobine n en position A.....	99
Figure 5-25: Gain en tension en position A	100
Figure 5-26: Simulation de la route électrique à 130km/h	101
Figure 6-1: Caillebotis utilisés pour la réalisation de notre route électrique.....	106
Figure 6-2: vue en coupe de la route et du véhicule équipé.....	106
Figure 6-3: implantation de la bobine secondaire sous le véhicule	107
Figure 6-4: vue d'ensemble du prototype de route	108
Figure 6-5: photo du prototype Twizy sur 3 mètres de route.....	109
Figure 6-6: schéma bloc de l'onduleur réalisé.....	110
Figure 6-7 : réponse à un échelon de courant de 6 ampères.....	111

Figure 6-8: courant primaire avec échelon de courant de 30 ampères	112
Figure 6-9: vue de tridimensionnelle de l'onduleur	113
Figure 6-10: Temps mort mesuré lors de la commutation.....	114
Figure 6-11: détail de la commutation de bobines	116
Figure 6-12: Position de la détection du passage d'une bobine à l'autre	117
Figure 6-13: Mesure de la puissance de sortie en fonction de la fréquence de commutation de l'onduleur	118
Figure 6-14: Mesure du gain en tension en fonction de la fréquence de commutation de l'onduleur	119
Figure 6-15: Mesures comparatives du rendement, avec et sans la mise en court-circuit résonnant de la bobine $n+1$	120
Figure 6-16: déphasage mesuré en fonction de la position du secondaire	121
Figure 6-17: gain en tension mesuré en fonction de la position du secondaire	121
Figure 6-18 : rendement mesuré en fonction de la position du secondaire.....	122
Figure B-1 : Principe de la mesure numérique du déphasage.....	143
Figure C-2 : gain en tension en position centrée ; un primaire en court-circuit	145
Figure C-3 : gain en courant entre primaires en position centrée ; un primaire en court-circuit.....	146
Figure C-4: gain en tension en position décentrée de 30% ; un primaire en court-circuit	147
Figure C-5: gain en courant entre primaires en position décentrée de 30%; un primaire en court-circuit	148
Figure C-6: gain en tension en position décentrée de 50% ; un primaire en court-circuit	149
Figure C-7: gain en courant entre primaires en position décentrée de 30%; un primaire en court-circuit	149

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : Vecteurs de transfert d'énergie sans contact [5]	3
Tableau 3-1: Exemple de pré-dimensionnement adapté à un véhicule Twizy.....	46
Tableau 4-1 : Recensement des modes de fonctionnement.....	50
Tableau 4-2 : caractéristiques des bobines	67
Tableau 5-1 : valeurs des couplages aux points étudiés	90
Tableau 6-1 : caractéristiques des bobines intégrées dans notre route électrique.....	108

Chapitre 1 Véhicule électrique à long rayon d'action

Ce manuscrit a pour ambition d'apporter une contribution au développement de solutions permettant d'étendre l'autonomie du véhicule électrique.

Deux voies d'amélioration sont généralement envisagées pour apporter une certaine autonomie à un véhicule : augmenter la capacité d'emport d'énergie ou améliorer la densité et le maillage de l'infrastructure de recharge d'énergie. La densité d'énergie massique utile des carburants fossiles est environ 30 fois supérieure à celle des batteries Lithium-Ion utilisées actuellement dans les véhicules électriques : environ 2.5 kWh/kg pour les carburants (sur les 13 kWh/kg embarqués en considérant un rendement de 20% pour la chaîne de traction thermique) et de l'ordre de 80 Wh/kg pour les batteries (rendement pris en compte et masse ajoutée par le conditionnement incluse). Par exemple, la batterie de 22 kWh d'une Renault Zoé pèse 300 kg. Un plein de 50 litres de carburant (environ 36 kg ou 75 kWh) devrait donc, à énergie équivalente, être remplacé par une batterie de plus d'une tonne ! Certains constructeurs se sont néanmoins orientés dans cette voie, comme Tesla qui intègre une batterie pouvant aller jusqu'à 85 kWh dans ses véhicules. Cette solution implique donc un coût embarqué important.

Bien que l'accumulateur électrique fût inventé en 1859 par Gaston Planté, son évolution durant le siècle dernier n'en demeure pas moins limitée. Pour mémoire, les batteries au plomb des premiers véhicules électriques tels que la 'Jamais contente' avaient une densité d'énergie de l'ordre de 20 Wh/kg puis 50 Wh/kg pour les premiers véhicules électriques industrialisés, contre une centaine de nos jours. L'évolution en 100 ans n'est que d'un facteur 2 à 3 ! Cependant, la recherche dans le domaine du stockage d'énergie évolue, de nouvelles technologies se développent ; le groupe Renault-Nissan a d'ailleurs récemment annoncé un doublement de la densité énergétique (d'origine LG chemical) à l'horizon 2017. Les perspectives sont donc encourageantes mais restent bien loin de la prestation des combustibles.

Néanmoins, des batteries de plus grandes capacités impliquent des temps de recharge plus long ou des puissances de recharge plus importantes et laissent entrevoir des difficultés de gestion de la recharge des véhicules sur le long terme, notamment lors des pics de consommation. Des chargeurs plus puissants laissent eux entrevoir des défis techniques de taille, avec des sections de cordon de recharge important, des systèmes de sécurité des connectiques complexes, voire, selon la puissance à fournir, la nécessité d'intégrer un système de refroidissement dans le câble pour limiter la masse du conducteur, améliorer l'ergonomie et faciliter sa manipulation.

L'hybridation est, quant à elle, une solution de transition viable à court terme. Elle ne nécessite aucun investissement d'infrastructure et ne modifie en rien les habitudes des utilisateurs. L'hybride rechargeable est la deuxième étape de la transition vers un mode de transport tout électrique et permet un investissement progressif dans l'infrastructure de recharge afin d'exploiter au mieux le fonctionnement en mode tout électrique.

Un autre axe consisterait à effectuer des apports d'énergie rapides et réguliers. C'est ce que l'on appelle communément le biberonnage [1]. Ce mode de fonctionnement semble particulièrement adapté au transport en commun urbain, avec des profils de missions connus et maîtrisés permettant de prévoir suffisamment de points de recharge sur un parcours pour garantir l'autonomie complète du véhicule. Cela n'est pas le cas pour des véhicules particuliers, avec des profils de missions variables et non prédictibles.

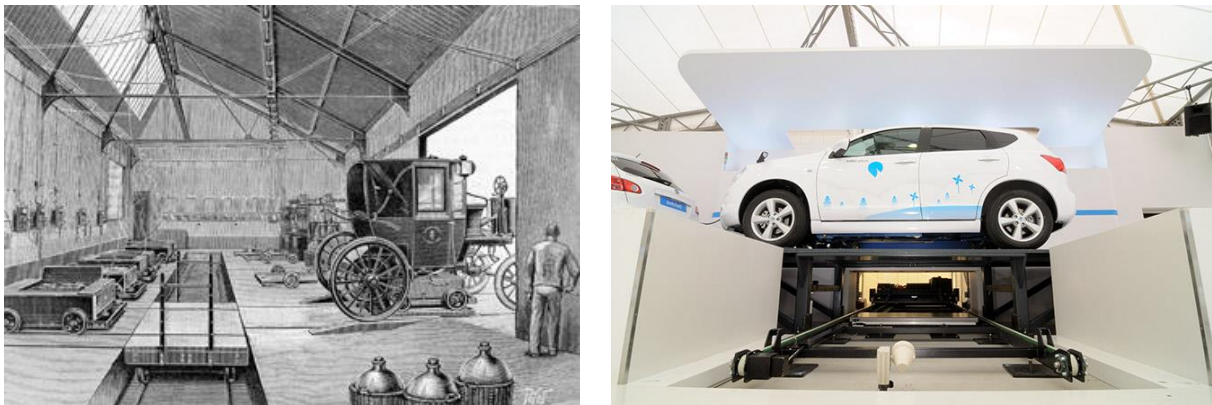


Figure 1-1 : Station d'échange batterie, a) Taxi parisien Krieger - 1898, b) Betterplace - 2010

L'échange de batterie pourrait être une autre possibilité, tout comme le développement massif de bornes de recharge rapide. L'échange de batterie, imaginé en 1896 et mis en service en 1898 pour les taxis parisiens, entre 1910 et 1927 aux Etats-Unis [2] et plus récemment par la société Betterplace et Renault (Figure 1-1), semble toutefois poser des problèmes de standardisation entre les modèles de véhicules et les constructeurs, en plus d'une mécanique relativement complexe des stations d'échange.

1.1 Les vecteurs de transfert d'énergie sans contact

Le transfert d'énergie sans contact est généralement appelé par les anglo-saxons *Wireless Power transfer* (WPT), *Contactless Energy transfer* (CET) ou encore *Contactless Power Transfer* (CPT). Ces termes font référence au principe général mais pas à la technologie vecteur d'énergie. On trouve toutefois beaucoup d'abus de langage, la terminologie la plus courante, WPT, pouvant faire référence à la technologie par induction en particulier.

Les techniques employées pour transférer de l'énergie à distance sont de nature variée ; des débuts de Nikola Tesla dans les années 1900, avec le principe des bobines de Tesla [3], [4], permettant de transmettre de l'énergie sur de longues distances en utilisant l'atmosphère terrestre comme conducteur électrique, à la transmission d'énergie par laser très directionnelle, le choix du bon vecteur de transfert d'énergie est la première étape essentielle de notre projet.

Le principe physique en jeu est généralement basé sur le rayonnement électromagnétique, bien que l'on recense également une solution basée sur les ondes mécaniques [5]. On ne dénombre pas moins de quatre technologies différentes, à des stades de développement plus ou moins avancés et qui dépendent principalement de la longueur d'onde utilisée pour transmettre l'énergie. On retrouve ainsi des vecteurs de transmission tel que le laser, le champ électromagnétique ainsi que les ondes acoustiques. Le transfert par champ électromagnétique peut se faire en exploitant principalement le vecteur champ magnétique ou le vecteur champ électrique.

Vecteurs	Fréquence	Puissance transmissible	Distance	Rendement (%)	Exemples d'applications
Acoustique	20 kHz-100 kHz	0.01-1000 W	0.2-1 mm 1-300 mm	1 – 80	Biomédical Capteur pour le nucléaire spatial
Laser	10 ¹² Hz 700-1400 nm	1-100 W	du m au km	20 – 30	Biomédical Chargeurs batteries pour
Inductif (magnétique)	20 kHz – 10 Mhz	1 W – 200 kW	0.2 mm – 2 m	≥ 80 – 90	VEs et appareils mobiles Actionneurs
Capacitif (électrique)	100 kHz – 10 Mhz	1 – 50 W	0.1 – 0.5 mm	50 – 80	Téléphonie mobile Capteurs

Tableau 1-1 : Vecteurs de transfert d'énergie sans contact [5]

La transmission d'énergie par ondes acoustiques à l'avantage d'être utilisable dans les milieux où les rayonnements électromagnétiques sont à proscrire. La transmission peut se faire à travers de parois

métalliques, ce qui est adapté pour les capteurs dans les systèmes nucléaires, les chambres sous vide, etc. Les puissances en jeu ne correspondent cependant pas à ce que nous recherchons, de même pour le rendement qui décroît fortement avec la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Le laser pourrait être une solution, mais cela reviendrait à concentrer une grande énergie sur un petit faisceau très directif. Cela pose des problèmes évidents de sécurité dans le cadre d'une application à l'alimentation de véhicules électriques en roulant. De plus les puissances actuelles sont très faibles.

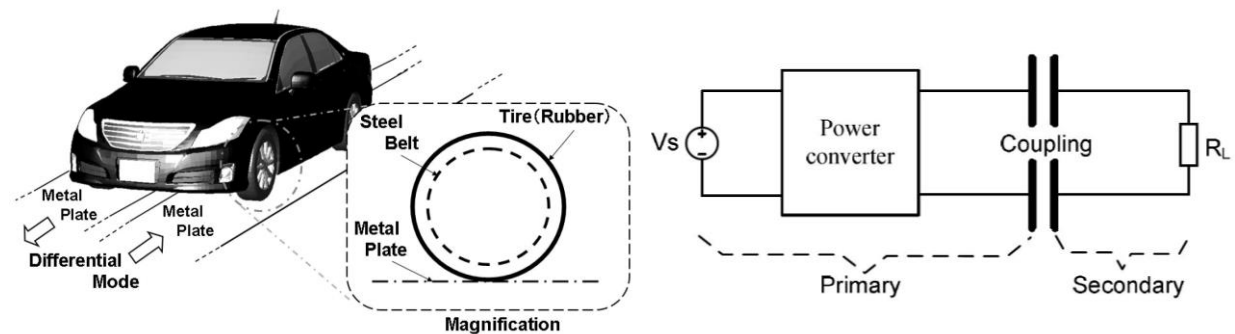


Figure 1-2: principe du transfert d'énergie capacitif pour véhicules électriques en mouvement [6], [7]

Le transfert d'énergie sans contact par couplage capacitif, schématisé à la Figure 1-2, peut être envisagé pour alimenter un véhicule roulant. Des études ont été récemment conduites en ce sens, notamment par Toyota et l'université d'Auckland [6]–[8]. Cette solution présente l'avantage d'être moins sensible au décalage que la transmission par induction mais la mise en œuvre semble complexe et implique notamment de fortes tensions aux bornes des condensateurs de couplage. De plus, la distance entre armatures conduit à de faibles capacités et implique de fonctionner à des fréquences très élevées, supérieures au méga Hertz.

1.2 Notre choix : le transfert d'énergie par induction

Le transfert d'énergie par induction permet d'échanger de l'énergie entre deux systèmes, sans aucune connexion électrique entre eux. Fondé sur le principe de l'induction électromagnétique expérimenté en 1831 par Michael Faraday [9], son utilisation principale est le classique transformateur. Celui-ci a pour particularité d'avoir un circuit magnétique complètement fermé afin de canaliser au mieux le flux généré. Dans le cas d'une transmission d'énergie à distance, le circuit magnétique peut être en partie voire totalement supprimé et l'espace entre les bobines primaire et secondaire est généralement plus important. L'ouverture du circuit magnétique, qui permettait de canaliser parfaitement les lignes de champ dans le cas du transformateur classique, a pour conséquence de créer un flux de fuite important. Nous verrons dans la suite de ce manuscrit que cela entraîne de fortes con-

traintes autour desquelles nous devons imaginer une solution pour remplir notre objectif d'alimentation d'un véhicule roulant.

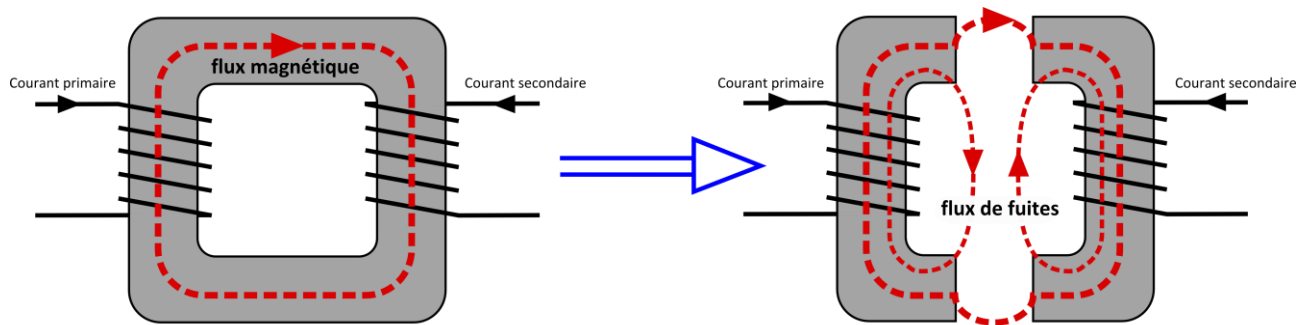


Figure 1-3: Transformateur

La transmission d'énergie par couplage inductif connaît un essor important, notamment grâce au développement des convertisseurs haute fréquence. De nombreuses applications utilisant ce vecteur de transmission sont à l'étude ou sur le marché. Nous pouvons citer, à titre d'exemple, les chargeurs de faible puissance (pour téléphones mobiles ou tablettes par exemple, Figure 1-4) répondant à un standard dédié nommé Qi qui spécifie ce type de chargeur de moins de 5 W avec une distance entre bobines de 5 à 40 mm. Ce standard est issu d'un consortium regroupant plus de 200 entreprises à travers le monde [10], [11].



Figure 1-4: Chargeur sans contact pour appareils mobiles

Le secteur médical est également demandeur de cette technologie, avec de nombreux travaux de recherche sur le transfert d'énergie transcutané pour alimenter des implants [12]–[18]. Dans l'industrie, on retrouve des applications pour transformateurs tournants ou éléments en rotation, notamment pour les radars et l'aéronautique [19] ainsi que pour l'automobile [20]–[23], mais également pour l'alimentation de convoyeurs automatisés tels que décrits dans les articles [24], [25]. Les

connectiques dans les environnements sévères sont de plus en plus remplacées par le transfert d'énergie inductif, notamment dans les systèmes de forage [26], les équipements sous-marins [27], [28], ou dans les atmosphères explosives.

Le secteur des transports met également en œuvre des technologies sur la base du couplage inductif, notamment pour l'alimentation auxiliaire des trains à lévitation magnétique [29]–[31]. Il est également intéressant d'utiliser une transmission d'énergie à distance vers les véhicules électriques ou hybrides, qu'il s'agisse de bus, de poids lourds, ou d'automobiles. Une différenciation est faite entre une charge à l'arrêt (charge sans contact dite « statique ») et une alimentation en roulant du véhicule (charge ou alimentation dite « dynamique »). Les systèmes de charge statique connaissent un développement croissant depuis les années 1990 avec notamment le projet français Praxitèle et les travaux de recherche à l'université d'Auckland. La littérature est très fournie sur ce sujet. De nombreux systèmes ont été mis au point pour atteindre, en 2014, une phase de normalisation impliquant les principaux constructeurs automobiles et quelques équipementiers. L'une des difficultés réside dans le grand nombre de systèmes développés sans aucune compatibilité entre eux. De plus, aucune des solutions proposées n'est applicable directement à un véhicule en mouvement. C'est dans ce cadre que s'inscrivent nos travaux de recherche.

1.3 Transfert d'énergie sans contact en roulant

La charge sans contact à l'arrêt présente l'avantage d'éviter toute manipulation de câble et d'être moins sensible que les chargeurs filaires. Cependant, ce type de charge garde toutefois les inconvénients liés à la charge à l'arrêt, à savoir une énergie concentrée sur les points de recharge, une gestion de file d'attente complexe et des temps de recharge (et donc d'immobilisation) équivalents à un chargeur filaire. Le gain se situe principalement aux niveaux du confort d'utilisation et de l'esthétique des voiries avec des bornes plus discrètes.

Par contre, cette même technologie pouvant alimenter un véhicule en roulant en change toutes ses caractéristiques. En considérant une infrastructure routière équipée de bobines émettrices, activées au passage d'un véhicule demandant à être alimenté, l'autonomie du véhicule devient limitée principalement par la taille de l'infrastructure équipée.

Cela permet de **réduire la taille de la batterie, et donc le poids embarqué et le coût du véhicule, de limiter les importations de cellules de batteries et de diminuer les importations pétrolières au profit d'investissements locaux.**

1.3.1 Système RPEV, programme PATH

L'idée en elle-même n'est pas nouvelle ; on retrouve des prototypes réalisés dans les années 1980 – 1990 [25]–[29], suite notamment au projet californien RPEV (*Roadway Powered Electric Vehicle Project*) à Santa Barbara associant l'université de Berkeley et ayant abouti à la réalisation d'une portion de route électrifiée alimentant un mini bus de 35 places, Figure 1-5. Elle était capable de transmettre une puissance de 200 kW avec un courant maximal de 2000 A, le tout à une fréquence de l'ordre de 180 à 400 Hz et un entrefer d'environ 7,5 cm.

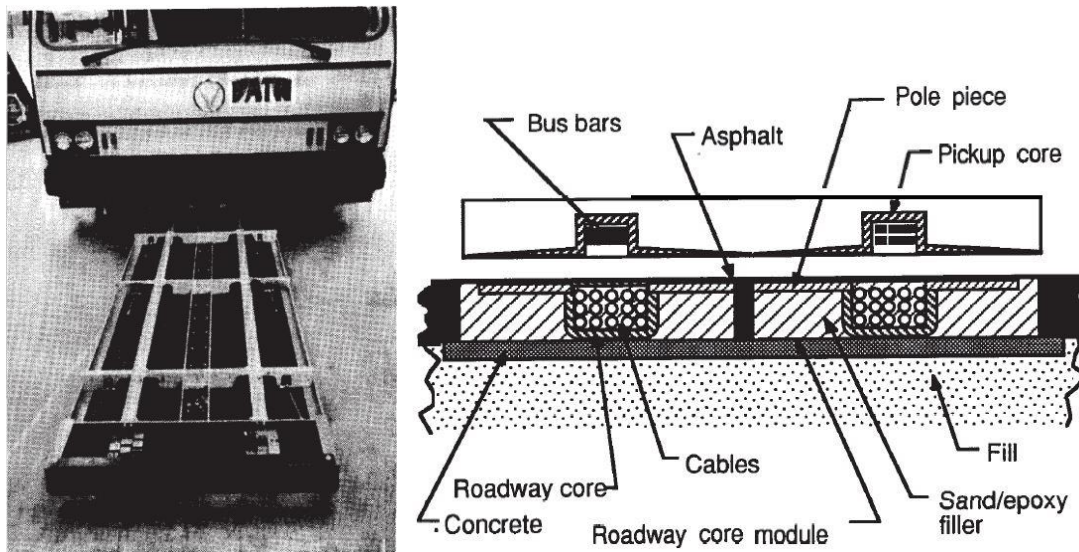


Figure 1-5: programme PATH : (a) bobine réceptrice, (b) vue en coupe de la route et de la bobine réceptrice

Les principales contraintes étaient le bruit généré par les convertisseurs, le rendement, de l'ordre de 60 % (considéré comme étant viable) ainsi que le poids, 850 kg embarqué et 400 kg par bobine au sol. La bobine embarquée était longue de 4,3 m pour 1 m de largeur tandis que les primaires étaient longs de 2,8 m contre 51 cm de largeur. La portion de route équipée était quant à elle longue de 210 m et incluait des capteurs pour détecter l'arrivée du véhicule afin d'alimenter la bobine sous le véhicule.

Une des conclusions de l'étude est que la vitesse ne semble pas avoir d'influence sur le rendement, avec des essais comparatifs en statique puis à 18 et 24 km/h (Figure 1-6). Le passage d'une bobine au sol à l'autre était réalisé par détection de la position du véhicule en utilisant des capteurs inductifs dans le véhicule et dans la route.

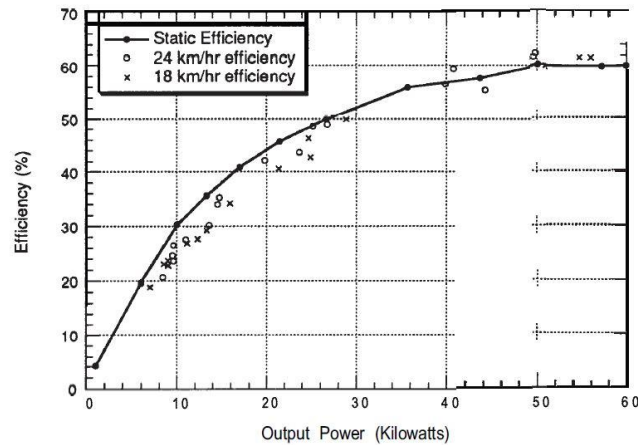


Figure 1-6: Programme PATH : essais dynamique

1.3.2 Projet Serpentine EPFL

Réalisé à Lausanne, il a abouti à la réalisation d'un démonstrateur : une capsule autonome était alimentée sans contact lors de ses déplacements sur le site pilote d'Ouchy en 2001. Ce projet a permis de démontrer que le transfert de l'énergie par induction peut se faire avec très peu de pertes (rendement annoncé de 96 %). Ce démonstrateur fut démonté en Août 2004 pour des raisons de législation : les véhicules étaient entièrement automatisés et sans conducteur, ce qui posa un problème réglementaire.



Figure 1-7: Projet Serpentine : 'capsule' autonome alimenté sans contact

Les travaux réalisés par l'EPFL ont notamment fait l'objet de thèses [32], [33], qui décrivent précisément les méthodes employées pour dimensionner les bobines et qui évoquent le fonctionnement multi-primaire. Une étude sur les effets du mouvement a également été conduite, concluant qu'ils sont négligeables car les variations temporelles sont beaucoup plus rapides que les variations spa-

tiales. Le guidage du véhicule était réalisé à l'aide de capteurs inductifs, de même que le système de détection nécessaire à la commutation des bobines. Celle-ci était d'ailleurs réalisée par des relais, leur dynamique réduisant la vitesse maximale que peut atteindre la capsule (18 km/h). La puissance transmise était de l'ordre de 4 à 5 kW au travers d'un entrefer de 60 mm, avec des bobines primaire et secondaire ayant pour dimensions respective 1.6 x 0.3 m et 1.2 x 0.3 m. De plus, le convertisseur résonnant retenu, de type parallèle série, posait un problème de surtension aux bornes du condensateur résonnant secondaire.

1.3.3 Système OLEV du KAIST

Plus récemment, dans les années 2010, l'institut des sciences et technologies de Corée (KAIST) a mis en service un bus alimenté sans contact en roulant (Un véhicule tout terrain et un train touristique ont également fait partie des expérimentations). Le système revendique un rendement dépassant les 80 % pour une puissance pouvant aller jusqu'à 75 kW. De la même manière que pour le RPEV californien, seul le segment se trouvant sous le véhicule est alimenté (Figure 1-8), avec un courant pouvant aller jusqu'à 200 A à une fréquence de 20 kHz.

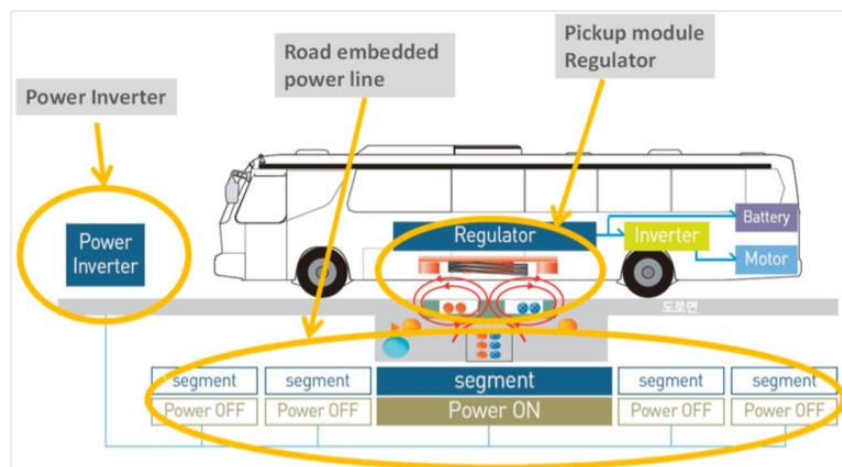
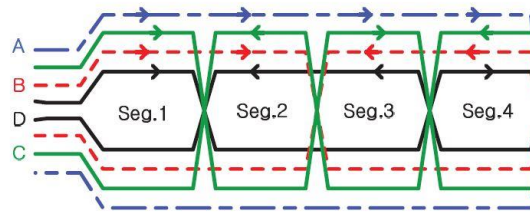


Figure 1-8: Vue d'ensemble du système OLEV [34]

La topologie résonnante retenue pour ce système est de type série-série [35]–[37]. La bobine secondaire est constituée de un ou plusieurs modules élémentaires ayant pour dimensions 740 x 1250 x 177 mm, pour puissance nominale 20 kW et avec un rendement de près de 87 % par module.

La Figure 1-9 illustre l'architecture des bobines ainsi que le principe de fonctionnement. La route est composée de sections, elles même découpées en plusieurs segments (4 sur la Figure 1-9 (a)). L'alimentation de ces segments est pilotée afin que seul celui étant le plus en regard avec la bobine du véhicule transmette de l'énergie. Cela est rendu possible par une annulation du champ rayonné

par les autres segments. Pour cela il est nécessaire d'injecter dans les boucles notées A à D un courant de même amplitude. La sélection du segment transférant l'énergie se fait en imposant une mise en phase ou en opposition de phase du courant dans une ou plusieurs bobines par rapport aux autres [38]. Le passage d'un segment (ou d'une section) à l'autre se fait à l'aide d'une détection du véhicule utilisant des capteurs embarqués et au sol [39].



(a)

Direction			Segment			
B loop	C loop	D loop	#1	#2	#3	#4
Forward	Forward	Forward	on	off	off	off
Forward	Reverse	Reverse	off	on	off	off
Reverse	Forward	Reverse	off	off	on	off
Reverse	Reverse	Forward	off	off	off	on

(b)

Figure 1-9: (a) diagramme d'implantation à 4 segments, (b) contrôle des segments [38]

Le principal inconvénient de cette solution est qu'elle nécessite de faire circuler en permanence un courant dans chacune des bobines A à D pour n'alimenter qu'une partie de la section, ce qui impacte le rendement global. De plus, l'annulation du champ magnétique nécessite une bonne symétrie entre les bobines, ce qui est difficilement réalisable et pose des problèmes de reproductibilité.

Ce type de solution est actuellement en usage commercial dans le parc de Seoul depuis 2011, dans le campus du KAIST depuis 2012, et sur une flotte de bus de la ville de Gumi, en Corée, depuis 2013.

1.3.4 Primove et Flander's Drive, Bombardier

Bombardier développe également une solution d'alimentation sans contact de véhicules électriques depuis 2010, qui a abouti à la réalisation de deux démonstrateurs sur deux sites différents (Allemagne et Belgique), l'un basé sur un tramway et l'autre sur un bus dans le cadre du projet *Flander's Drive* (incluant des partenaires tels que Volvo, VanHool, NXP et bien d'autres). Les résultats de ce projet ont été rendus publics [40], les principales conclusions concernant la transmission d'énergie en roulant sont les suivantes : la vitesse maximale atteinte avec le transfert d'énergie fonctionnel est de 70 km/h, principalement limité par le temps d'atteinte de la consigne de puissance de 50 ms, et ce pour chaque bobine ; La puissance transmise est de 80 KW avec un rendement de l'ordre de

88 à 90 % et avec un entrefer de 10 cm. La bobine du véhicule, de 2 x 1 m, est mobile et se rétracte lorsqu'elle est inutilisée afin de préserver la garde au sol du véhicule. La tolérance au positionnement latéral est de 40 cm maximum. Les bobines sont alimentées successivement au passage du véhicule, avec une détection de ce dernier par capteur inductif (Figure 1-10).

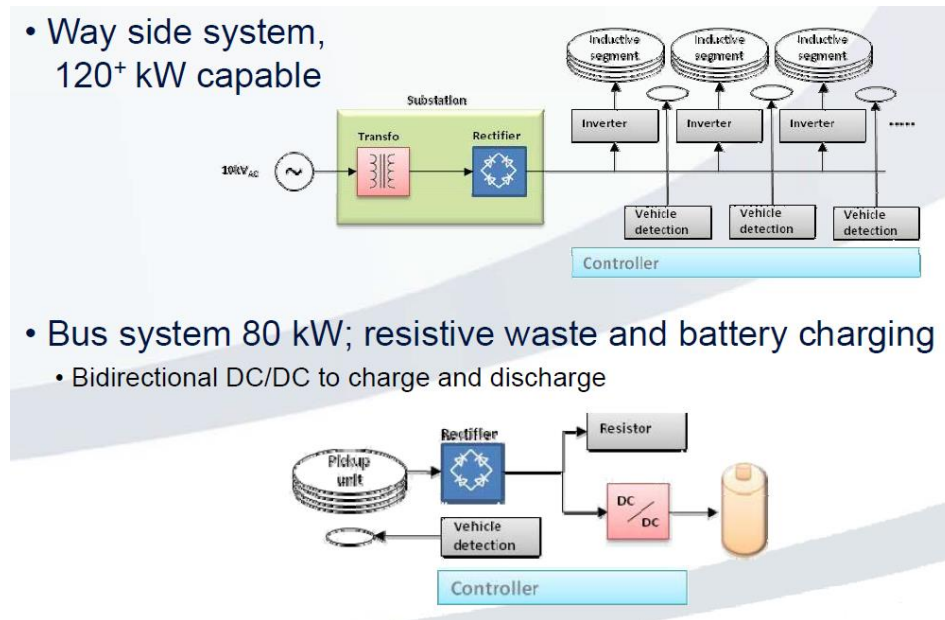


Figure 1-10: Principe de la route électrique Bombardier [40]

1.4 Les exigences du transfert d'énergie sans contact vers un véhicule en mouvement

La présentation des systèmes existants est un condensé des contraintes que l'on peut rencontrer pour alimenter un véhicule sans contact en roulant. Elles incluent celles de la transmission d'énergie à l'arrêt et celles plus spécifiques à l'alimentation en roulant. Nous rappellerons qu'à ce jour, aucun système ne satisfait l'ensemble des contraintes liées à la charge statique.

Nous cherchons ici à concevoir un système possédant les caractéristiques suivantes :

1. **Fonctionnement avec un entrefer important**, équivalent ou supérieur à la garde au sol moyenne des véhicules de tourisme, de l'ordre de 15 à 25 cm en incluant l'enfouissement des bobines dans la route. Nous écartons d'emblée les systèmes mécaniques embarqués de réduction d'entrefer, qui impliquent un volume d'intégration important dans le sous-châssis du véhicule.
2. **Protection des passagers, piétons et du matériel.** Il est dans ce cas nécessaire de respecter les normes et recommandations en vigueur. De plus, il est indispensable de protéger le véhi-

cule du rayonnement magnétique pour éviter sa détérioration et réduire les pertes par courant de Foucault dans les parties métalliques.

3. **Dynamique rapide de la transmission d'énergie.** Cette contrainte est spécifique à l'alimentation en roulant. Nous considérons pour ce critère le pire cas de fonctionnement, soit la vitesse légale maximale autorisée. De plus, si le système devait être constitué d'une multitude de bobines au sol afin de confiner le rayonnement magnétique dans une zone protégée sous le véhicule, la commutation de l'alimentation entre celles-ci devrait également être suffisamment rapide.
4. **Détection du véhicule et commutation automatique** des équipements au sol. Il s'agit par exemple ici de détecter le véhicule à alimenter et de transmettre l'énergie avec la bonne bobine, au bon moment. Cette caractéristique est également spécifique à l'alimentation en roulant des VEs. L'objectif est notamment d'éviter d'avoir recours à des voies dédiées.
5. **Pas de communication entre le sol et le véhicule** à des fins de régulation de puissance. Il est techniquement possible de mettre en œuvre une telle communication, mais sa réalisation, et sa fiabilité dans un environnement sévère, ainsi que le fonctionnement avec une multitude de véhicules et de bobines au sol sont une source de défaillance supplémentaire. Cela implique donc un contrôle de la puissance transmise et une mise en sécurité depuis le véhicule.
6. **Indépendance de la puissance transmise** et de la tension reçue par rapport à la position du véhicule. C'est la tolérance au positionnement du transfert d'énergie : Un paramètre essentiel du transfert de l'énergie sans contact est le couplage entre la (ou les) bobine(s) émettrice(s) et la bobine réceptrice. Ce couplage n'est autre que l'image de la position relative de la bobine réceptrice par rapport à la bobine émettrice, variable principalement sur 2 axes pour une alimentation en roulant. Un système de guidage permet cependant de réduire les variations de position latérale.
7. **Interopérabilité** : L'interopérabilité désigne la capacité de deux systèmes différents, provenant par exemple de différents fabricants, à fonctionner ensemble. Cette interopérabilité peut être partielle, les performances du système global étant amoindries, ou totale. Elle désigne également un fonctionnement possible entre systèmes ayant une puissance nominale, une géométrie de bobine, une architecture électronique un mode de pilotage ou un système de communication différents. L'interopérabilité, qui nécessite toutefois une standardisation de certains paramètres, est en cours d'élaboration, notamment pour définir des « niveaux d'interopérabilité » de différents systèmes (IEC 61980, ISO 19363, SAE J2954). Ces futurs

standards n'incluent pas les systèmes d'alimentation dynamique. Peu de systèmes d'alimentation sans contact en roulant existent actuellement. Ce manuscrit n'a pas donc pas pour objectif d'analyser leur interopérabilité mais d'apporter une certaine sensibilité sur ce sujet. Des travaux concernant l'interopérabilité des systèmes de charge sans contact à l'arrêt ont déjà été réalisés dans le cadre du projet français *Cineli* et européens *WIC2IT* et concernent principalement les différentes géométries possibles de bobines [41].

Chapitre 2 Le coupleur inductif et ses implications dans le transfert d'énergie

2.1 Principe et modélisation d'un coupleur inductif

Un coupleur inductif est basé sur le même principe qu'un transformateur et doit remplir la même fonction : transférer une énergie sans contact matériel d'un enroulement plus ou moins complexe à un autre. La différence se situe dans l'absence de canalisation totale du flux magnétique par des matériaux à forte perméabilité. Pour l'application automobile, nous nous sommes orientés a priori vers des enroulements simples : une bobine alimentée au sol, une bobine réceptrice dans le véhicule (Figure 2-1). Une forme circulaire serait bien adaptée à la recharge statique ; nous avons plutôt choisi des bobines rectangulaires qui peuvent se succéder pour former une « bande continue de recharge dynamique » sous la route. Quant à l'absence de circuit magnétique, nous savions d'emblée que nous serions quand même obligés d'utiliser un matériau à perméabilité suffisante pour limiter tout rayonnement magnétique vers les occupants du véhicule (possibles problèmes médicaux) et vers les parties métalliques de ce dernier (pertes par courants de Foucault). Nous avons tâché de tirer parti de ce blindage pour améliorer le couplage entre la route et le véhicule mais l'incidence escomptée était légère.

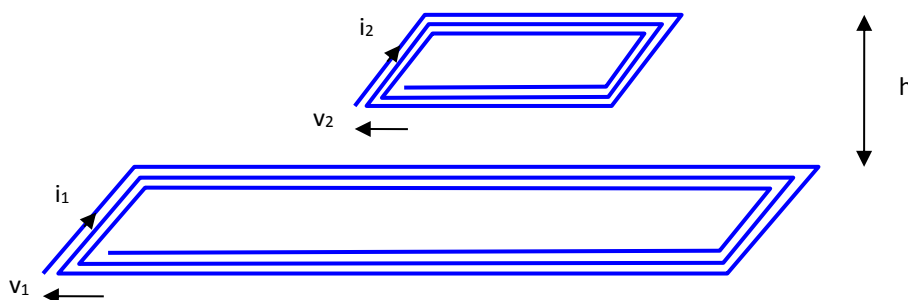


Figure 2-1 : Un enroulement au sol et l'enroulement embarqué

Le modèle d'un coupleur, ou inductances couplées, est celui du transformateur (Figure 2-2). Seuls les ordres de grandeurs diffèrent. Les schémas équivalents sont une façon de représenter ce modèle. Leur utilisation permet de simplifier la prise en compte des circuits électriques périphériques dans

l'analyse d'un convertisseur complet. Ils peuvent revêtir différentes formes. Le choix de la forme peut dépendre du type de convertisseur mis en œuvre.

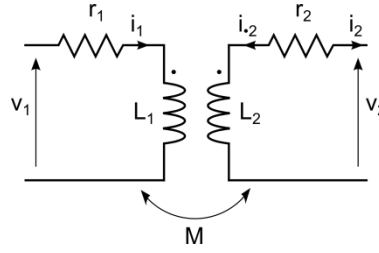


Figure 2-2: Schéma naturel du coupleur inductif

En supposant que les divers blindages et autres circuits magnétiques ne soient pas saturés et en négligeant les courants induits autres que ceux dans les deux bobines, le théorème de superposition peut s'appliquer. Cela conduit à l'addition des effets des courants « rentrants » (vers le point) i_1 et i_2 sur les fuites magnétiques. Il est ainsi possible d'écrire :

$$v_1 = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + r_1 \cdot i_1 \quad (2.1)$$

$$v_2 = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} + r_2 \cdot i_2 \quad (2.2)$$

Les inductances L_1 et L_2 sont les « inductances propres » respectivement des bobines primaire et secondaire, M est « l'inductance mutuelle » entre ces deux bobines. Ces grandeurs peuvent toutes être évaluées à l'aide d'un analyseur d'impédance par trois mesures : une première, du côté primaire avec le secondaire en circuit ouvert permet de mesurer L_1 ; une seconde, de manière symétrique, permet d'accéder à l'inductance L_2 ; l'inductance mutuelle M peut être mesurée indirectement par la méthode du court-circuit (Annexe A). Nous verrons plus loin qu'un ordre de grandeur de ces inductances peut aussi être obtenu par le calcul.

Pour un transformateur idéal, lorsque les deux enroulements sont traversés par le même flux magnétique, la mutuelle inductance prend alors sa valeur maximale qui est :

$$M_{MAX} = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$$

Pour un transformateur réel, à cause des fuites magnétiques, et a fortiori pour un coupleur :

$$M < \sqrt{L_1 \cdot L_2}$$

Le coefficient de couplage est alors défini par :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.3)$$

Cela mène classiquement au schéma équivalent de la Figure 2-3. Ce schéma est dit équivalent car les relations (2.4) et (2.5) qui s'y appliquent ont la même forme que les relations (2.1) et (2.2).

$$v_1 = L_{f1} \cdot \frac{di_1}{dt} + L_M \cdot \frac{di_1}{dt} + m \cdot L_M \cdot \frac{di_2}{dt} + r_1 \cdot i_1 \quad (2.4)$$

$$v_2 = L_{f2} \cdot \frac{di_2}{dt} + m^2 \cdot L_M \cdot \frac{di_2}{dt} + m \cdot L_M \cdot \frac{di_1}{dt} + r_2 \cdot i_2 \quad (2.5)$$

L_{f1} et L_{f2} sont les « inductances de fuite partielles ». L_M est « l'inductance de magnétisation » vue du primaire. Le « rapport de transformation » est noté m .

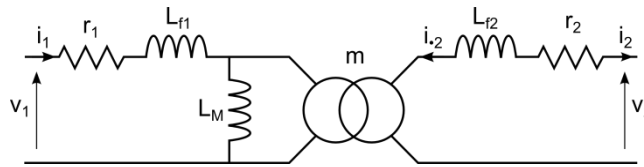


Figure 2-3: Schéma équivalent du coupleur magnétique

L'identification des relations (2.1) et (2.4) d'une part et des relations (2.2) et (2.5) mène aux expressions suivantes :

$$L_{f1} + L_M = L_1 \quad L_M = \frac{M}{m} \quad (2.6)$$

$$L_{f2} + m^2 \cdot L_M = L_2 \quad L_{f1} = L_1 - \frac{M}{m} \quad (2.7)$$

$$m \cdot L_M = M \quad L_{f2} = L_2 - M \cdot m \quad (2.8)$$

Le schéma de la Figure 2-3 est lui-même équivalent à celui de la Figure 2-4. Les impédances situées au secondaire peuvent être ramenées au primaire.

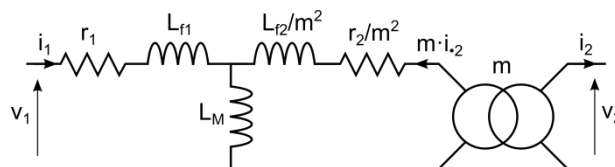


Figure 2-4: Schéma équivalent à inductances de fuite réparties, ramené au primaire

Les expressions (2.6), (2.7) et (2.8) n'imposent pas une valeur précise pour le rapport m , lequel peut donc être choisi quelconque. Il y a donc une infinité de combinaisons possibles. Il est usuel de choisir

$m = L_2/M$ pour annuler l_{f2} ; l_{f1} devient ainsi l'inductance de fuite totale vue du primaire. Ainsi, le schéma de la Figure 2-5 est équivalent au schéma de la Figure 2-3. De façon tout à fait similaire, il est également possible de totaliser les fuites au secondaire et de les ramener au primaire. Dans ce cas, on cherchera à annuler l'inductance de fuite partielle primaire l_{f1} .

$$L_M = \frac{M^2}{L_2} = k^2 \cdot L_1 \quad (2.9)$$

$$m = \frac{L_2}{M}$$

$$L_{f1} = L_1 - \frac{M^2}{L_2} = L_1(1 - k^2) \quad (2.10)$$

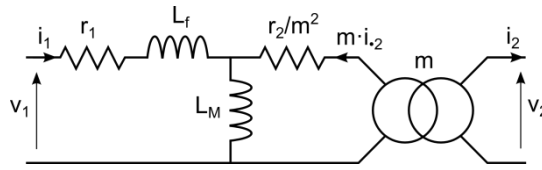


Figure 2-5: Schéma équivalent à inductance de fuite totalisée au primaire

Cependant, pour des raisons qui apparaîtront lors de la synthèse des convertisseurs, d'autres modèles de coupleur pourront simplifier les calculs. Il par exemple possible de choisir m de façon à ce que les inductances L_{f1} et L_{f2}/m^2 soient identiques. On obtient ainsi un schéma équivalent parfaitement symétrique (Figure 2-6).

$$L_M = M \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = k \cdot L_1 \quad (2.11)$$

$$m = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

$$L_{f1} = \frac{L_{f2}}{m^2} = L \quad (2.12)$$

$$L = L_1 - M \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = L_1(1 - k) \quad (2.13)$$

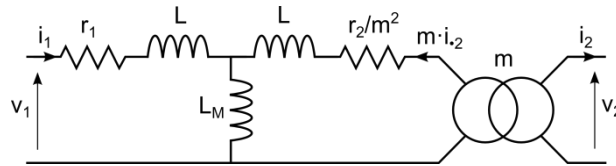


Figure 2-6: Schéma équivalent à inductance réparties symétrique

Un autre modèle possible est le modèle en π du coupleur. Il est possible de passer directement du modèle en T du coupleur (Figure 2-6) au modèle en PI (Figure 2-7) par une transformation étoile-triangle.

$$m = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

$$l = L + 2 \cdot L_M = L_1(1 + k) \quad (2.14)$$

$$X = \frac{L(L + 2 \cdot L_M)}{L_M} = L_1 \left(\frac{1 - k^2}{k} \right) \quad (2.15)$$

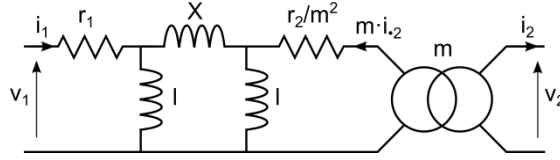


Figure 2-7: schéma équivalent en PI du coupleur

Les résistances r_1 et r_2 apparaissant sur les schémas sont représentatives des pertes dans les enroulements. Nous continuerons à négliger les pertes dans les matériaux magnétiques (se limitant au blindage) et dans les pièces métalliques du véhicule (blindées). Les pertes dans les enroulements dépendent évidemment de la nature (cuivre ou autre), de la section et de la longueur des conducteurs utilisés. Elles ont tendance à augmenter à cause des classiques effets de peau et de proximité en relation directe avec la fréquence des courants injectés. Ces phénomènes sont bien connus de l'électronicien de puissance et sont détaillés dans [42]. Diverses solutions sont envisageables pour limiter ces effets : utiliser du fil de Litz, des conducteurs en bandes minces... [42]. Dans ce qui suit, nous allons ignorer ces pertes (ne pas tenir compte de r_1 et r_2) pour déterminer la topologie de convertisseur la mieux adaptée à notre application ; nous les reprendrons évidemment en compte dans l'évaluation du rendement global de conversion et pour expliquer certaines imperfections dans les caractéristiques attendues du convertisseur.

2.2 Évaluation des éléments du modèle

Les inductances de fuite L , l'inductance de magnétisation L_M et le rapport de transformation m sont calculables à partir des inductances propres L_1 et L_2 et de l'inductance mutuelle M , lesquelles dépendent des caractéristiques géométriques et des nombres de spires du coupleur. Par rapport à un transformateur habituel de l'électronique de puissance, il faut s'attendre à de fortes inductances de fuite, la distance importante entre les bobines primaire et secondaire entraînant un couplage relativement médiocre dans l'air. Il faut également s'attendre à une inductance de magnétisation assez faible, malgré les dimensions importantes des bobines, de par l'absence d'un circuit magnétique à forte perméabilité. D'où l'intérêt de déterminer au moins des ordres de grandeur pour toutes ces inductances, dont les valeurs inhabituelles vont certainement poser des problèmes lors du dimensionnement du convertisseur.

Expérimentalement, nous avons constaté que l'influence du blindage magnétique dépend principalement de sa distance avec les spires de la bobine. Nous allons donc maintenant négliger sa présence, ainsi que celle de toute autre pièce métallique du véhicule, dans le seul but d'évaluer des ordres de grandeur pour les inductances caractéristiques d'un coupleur.

Pour cela, nous pouvons par exemple partir de la loi de Biot et Savart qui permet de déterminer l'induction B en tout point de l'espace créée par un courant i dans un conducteur rectiligne (Figure 2-8) :

$$B = \frac{\mu_0 \cdot i}{4\pi \cdot d} \cdot (\sin \alpha_2 - \sin \alpha_1)$$

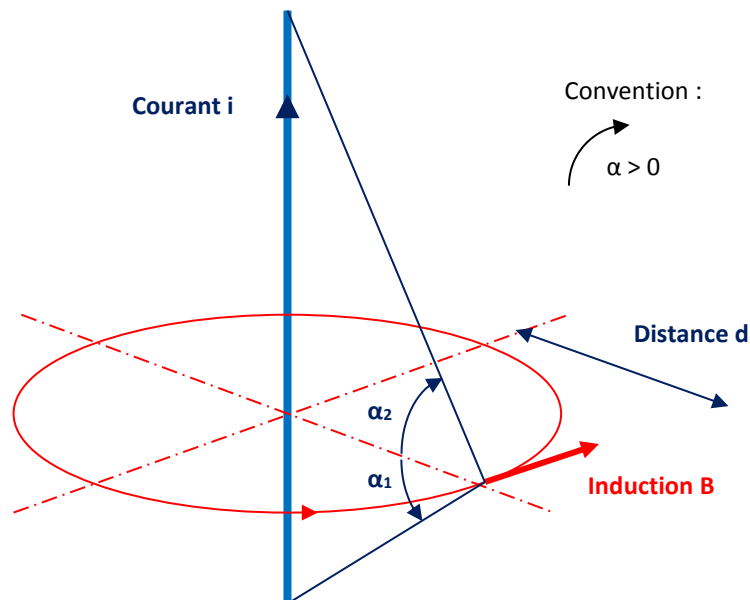


Figure 2-8: Influence d'un courant sur l'environnement magnétique

Partant de là, il est facile de calculer un bon ordre de grandeur du flux magnétique créé par un enroulement en forme de cadre (Figure 2-9), par exemple l'enroulement primaire d'indice 1 comportant n_1 spires parcourues par un courant i_1 :

- 1- Calcul de l'induction B créée par AA' en tout point de S qui est la surface moyenne du cadre hors de la section du segment AA' formée par les n_1 spires
- 2- Intégration numérique de B dans S
- 3- Calculs identiques pour l'influence des trois autres segments du cadre
- 4- Calcul du flux total φ_{1_EXT} « extérieur » aux spires.

D'après la relation (2.1), en supposant négligeable la résistance de l'enroulement et nul le courant i_2 (fonctionnement « à vide »), il est possible de déduire une inductance propre, due au seul flux « extérieur » :

$$v_1 = L_{1_EXT} \cdot \frac{di_1}{dt} = n_1 \cdot \frac{d\phi_{1_EXT}}{dt} \Rightarrow L_{1_EXT} = \frac{n_1 \cdot \phi_{1_EXT}}{i_1}$$

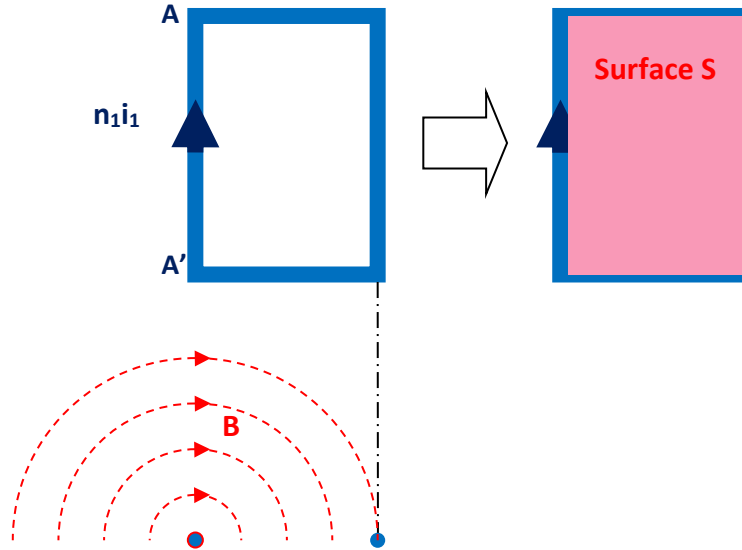


Figure 2-9: Détermination du flux magnétique émis par un enroulement, hors de lui-même

Comme il a été suggéré plus haut, l'enroulement est aussi le siège d'un flux « intérieur » émis par lui-même. Ce flux est à rajouter au précédent ; l'inductance qui en découle est à rajouter à la précédente. La Figure 2-10 représente la coupe des n_1 spires supposées uniformément réparties dans une section circulaire de rayon r_1 . Compte tenu de la répartition uniforme des spires mais aussi de la densité de courant, le flux intérieur est calculable simplement :

$$B = \frac{\mu_0 \cdot n_1 i_1 \cdot \frac{x^2}{r_1^2}}{2\pi \cdot x} = \frac{\mu_0 \cdot n_1 i_1 \cdot x}{2\pi \cdot r_1^2}$$

$$dW = dV \cdot \frac{B^2}{2\mu_0} \Rightarrow \frac{1}{2} \cdot L_{1_INT} \cdot i_1^2 = W = \int_0^{r_1} \text{Longueur} \cdot dx \cdot 2\pi \cdot x \cdot \frac{B(x)^2}{2 \cdot \mu_0}$$

$$\Rightarrow L_{1_INT} = \frac{\mu_0 \cdot n_1^2}{8\pi} \cdot \text{longueur du cadre}$$

$$\Rightarrow L_1 = L_{1_EXT} + L_{1_INT}$$

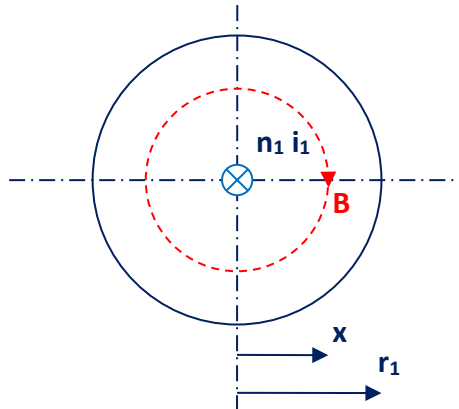


Figure 2-10: Induction à l'intérieur des conducteurs de l'enroulement

L'inductance propre L_2 se détermine de manière similaire. L'inductance mutuelle M peut être évaluée en considérant l'enroulement 1 alimenté par un courant i_1 et l'enroulement 2 à vide (Figure 2-11). Les deux enroulements ne sont pas forcément de mêmes dimensions ni centrés l'un sur l'autre. La tension induite dans le second enroulement est porteuse d'information sur la mutuelle inductance :

- 1- Calcul de B créée par AA' en tout point de S (qui n'est pas exactement la surface moyenne du cadre 2)
- 2- Intégration numérique de B dans S
- 3- Calculs identiques pour l'influence des trois autres segments du cadre 1
- 4- Calcul du flux total φ_2 à travers le cadre 2 (égal au flux à travers S)
- 5- Calcul de M :

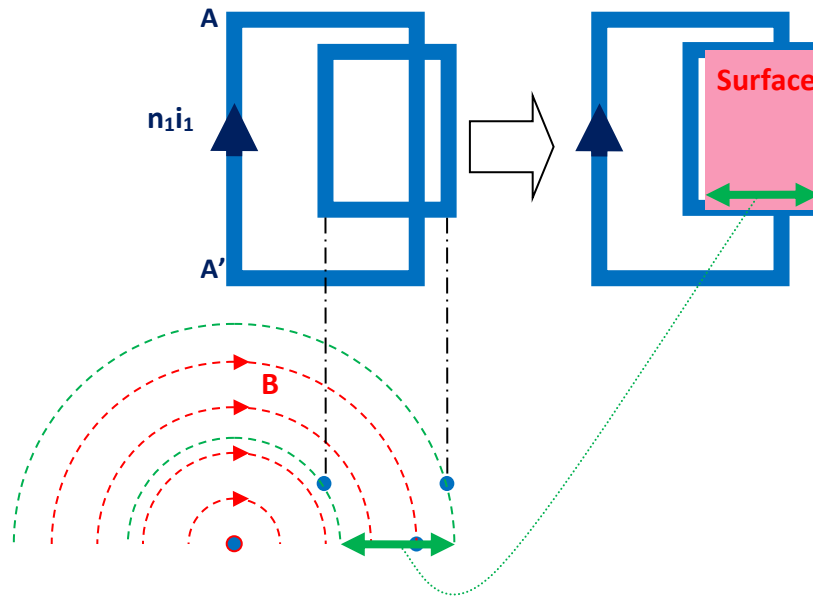


Figure 2-11: Détermination du flux magnétique émis par un enroulement à travers un autre

2.3 Caractéristiques attendues d'un coupleur dans l'application visée

Comme nous l'avons signalé plus haut, nous nous attendons à des inductances de fuite relativement fortes et à une inductance de magnétisation relativement faible pour un coupleur par rapport à un véritable transformateur. Le coefficient de couplage défini par la relation (2.3) doit donc être assez faible (très inférieur à 1). De plus, il a évidemment tendance à diminuer encore quand les enroulements se décentrent lors de l'avancement du véhicule. Nous verrons plus loin que ce coefficient de couplage est déterminant dans le dimensionnement des composants électroniques à associer au coupleur. C'est pourquoi, sans idée vraiment préconçue des dimensions du coupleur, nous avons cherché à obtenir des premiers ordres de grandeur pour le coefficient de couplage. Pour cela, nous avons calculé les inductances propres et mutuelle en nous appuyant sur l'exemple de la Figure 2-12 : une bobine en mouvement par rapport à l'autre, donc généralement décentrée dans le sens de l'avancement, quoique demeurant centrée dans le sens perpendiculaire (un système de guidage automatique du véhicule est probable). Trois cas de figure ont été envisagés suivant les dimensions de la bobine embarquée : 40, 60 et 80 x 40 cm. La bobine fixe mesure 80 x 40 cm. Nous avons choisi une distance de 20 cm entre les plans des cadres et un diamètre de 1 cm pour la section globale (supposée circulaire) de l'ensemble des spires qui sont au nombre de 6. Les calculs ont été menés en s'appuyant sur la démarche énoncée en fin du paragraphe précédent. Notons que le coefficient de couplage ne dépend que des proportions géométriques.

Les résultats sont donnés à la Figure 2-13. Ils appellent les commentaires suivants :

- Le coefficient de couplage est effectivement très faible, même lorsque les bobines sont exactement centrées
- Il est maximal si les bobines sont de mêmes dimensions.
- Il s'abaisse presque linéairement avec le décentrage, jusqu'à s'annuler et même s'inverser (un coefficient de couplage négatif correspond à une mutuelle négative, donc à un flux magnétique qui « ressort » de la bobine réceptrice plutôt que d'y « entrer »).

Ces résultats dépendent bien entendu de la géométrie d'ensemble du coupleur. Nous verrons plus loin des pistes d'amélioration du coefficient de couplage (utilisation du blindage nécessaire, proportions géométriques, espacement et nature des spires...).

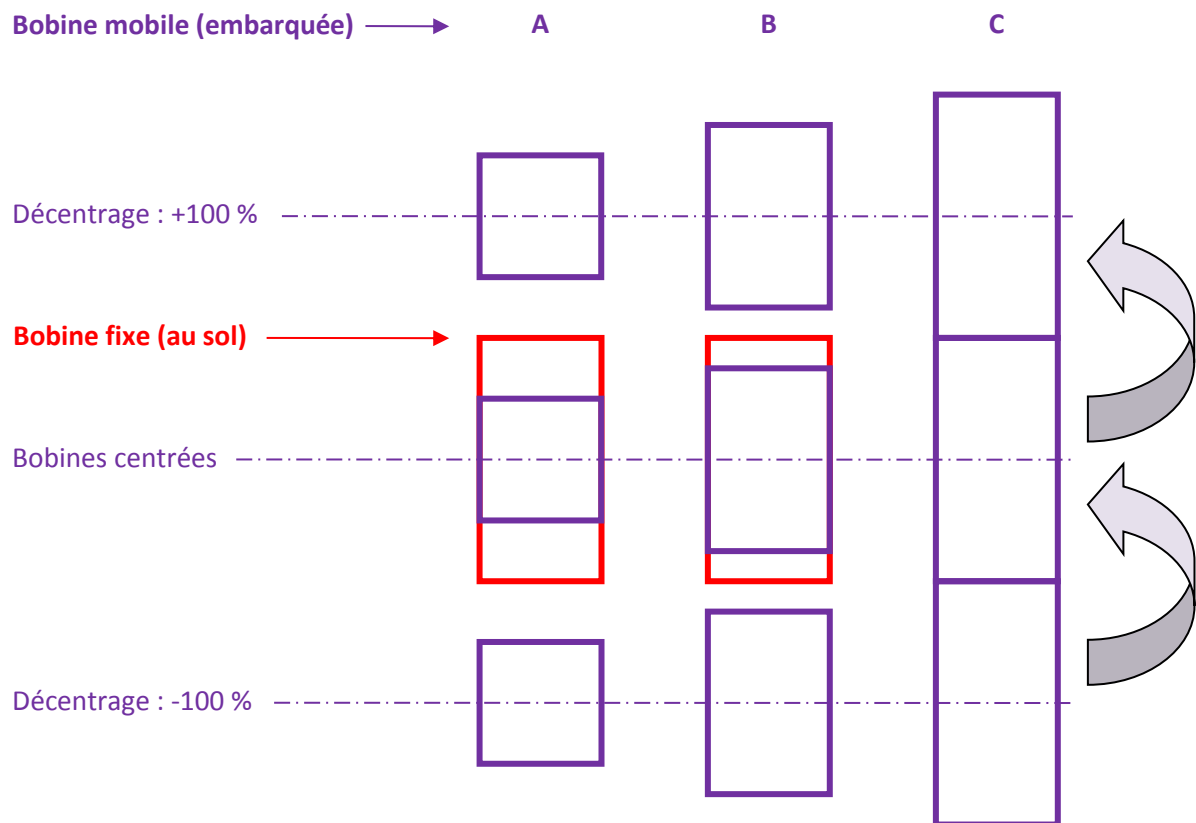


Figure 2-12: Une bobine fixe et une bobine mobile, éventuellement de dimensions différentes

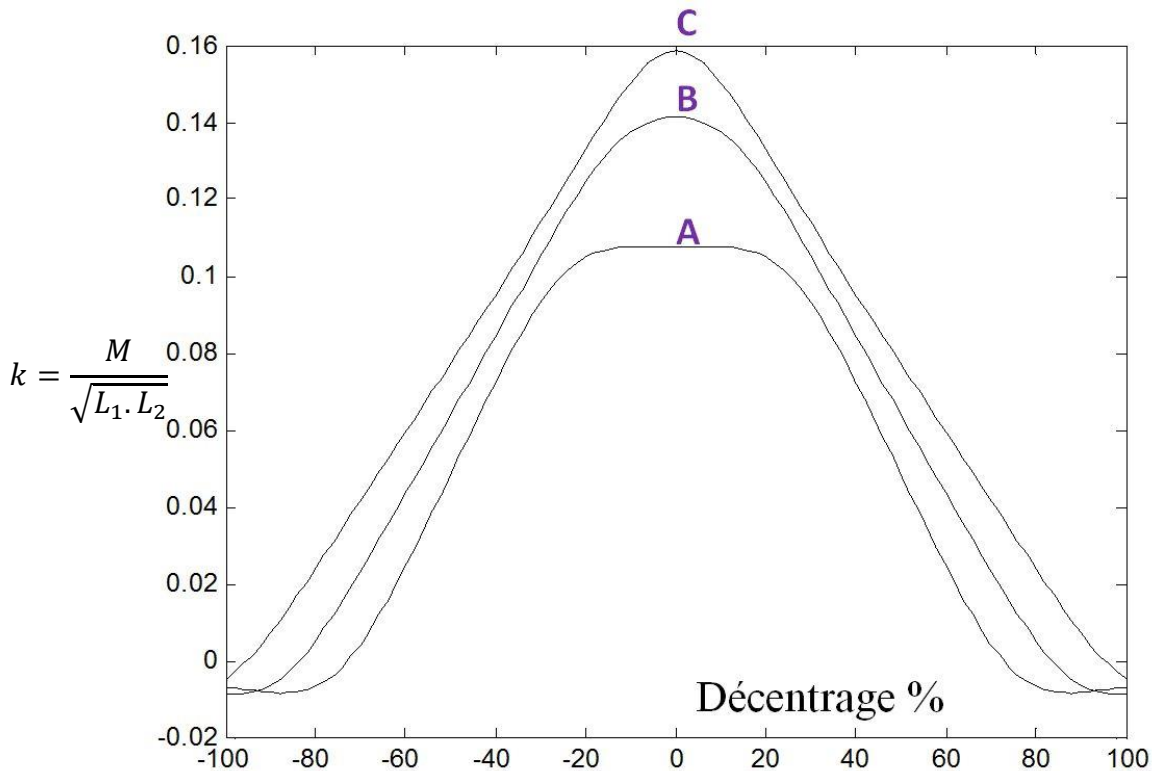


Figure 2-13: Évolution du coefficient de couplage avec le décentrage selon la Figure 2-12

2.4 Conséquences prévisibles de l'utilisation d'un coupleur dans un convertisseur

Dans un contexte de transmission d'énergie, le premier réflexe est d'utiliser le coupleur magnétique comme un transformateur dans un convertisseur. Rien n'empêche a priori de partir d'un réseau continu distribué sous les routes. Le convertisseur peut alors simplement être de nature continu / continu pour alimenter l'onduleur de traction ou un chargeur de batterie embarqué. De nombreuses topologies utilisant un transformateur existent. Toutes peuvent être plus ou moins facilement rendues réversibles, ce qui semble séduisant pour un véhicule électrique. La Figure 2-14 présente à titre d'exemple un grand classique de l'électronique de puissance qui pourrait être envisagé en remplaçant (malencontreusement) le transformateur par un coupleur : il s'agit du convertisseur « en pont », lequel devient réversible en utilisant des associations transistor-diode en lieu et place de chacun des transistors (représentés comme des interrupteurs) et chacune des diodes.

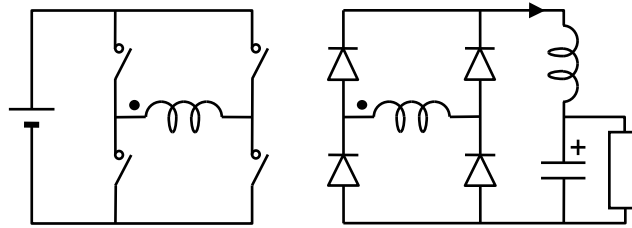


Figure 2-14: Le convertisseur « en pont »

Dans la structure de la Figure 2-14, le transformateur alimente le redresseur par une tension alternative (théoriquement rectangulaire). Les diodes commutent à chaque inversion de la tension secondaire. Or l'inductance de fuite totale d'un transformateur empêche le courant secondaire de s'inverser brutalement ; la conséquence est la poursuite momentanée de la conduction des deux diodes qui étaient déjà conductrices alors que les deux autres diodes sont devenues conductrices. Le résultat est un pont de diodes en court-circuit ! Cela ne dure pas très longtemps en présence d'un véritable transformateur et mène à une légère chute de tension aux bornes de la charge ; cela devient dramatique avec un coupleur dont les inductances de fuite sont très fortes.

Dans d'autres structures où les transistors se retrouvent en série avec les enroulements du transformateur (de type flyback, forward...), les inductances de fuite provoquent également des surtensions. Un coupleur y provoquerait systématiquement la destruction des transistors.

La plupart des convertisseurs continu / continu connus ne peuvent donc pas être exploités. Il est impératif d'éliminer d'emblée ceux dont la structure ne permet pas d'écarter la tension aux bornes des transistors. Parmi les autres, seuls sont exploitables ceux qui disposent d'un système de « compensation » de la chute de tension due à de fortes inductances de fuite. Il s'agit aussi de vérifier qu'une inductance de magnétisation plutôt faible n'entraîne pas une surconsommation de courant.

Chapitre 3 Notre démarche pour optimiser la mise en œuvre du coupleur inductif

3.1 Un convertisseur connu pour des applications connexes

Le convertisseur de la Figure 3-1, le « phase shift converter », relève des deux principes qui viennent d'être énoncés : il utilise deux « bras de pont » à transistors (pour former deux « demi-ponts ») qui permettent d'écarter la tension aux bornes des composants (des ponts complets agiraient de même) ; il utilise aussi un condensateur en série avec l'enroulement primaire du coupleur pour compenser la chute de tension due aux inductances de fuite. Ce type de convertisseur a fait l'objet de nombreuses publications, par exemple [43]. Cette dernière publication est relative à la mise en œuvre d'un transformateur tournant, lequel peut être considéré comme un coupleur inductif.

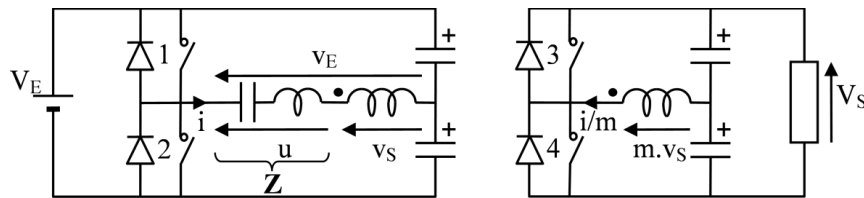


Figure 3-1: Phase shift converter

La Figure 3-1 représente en fait un schéma équivalent : une véritable inductance pourrait être placée en série avec l'enroulement primaire d'un transformateur mais tout ou partie de l'inductance dessinée correspond à l'inductance de fuite totale du transformateur. C'est elle qui doit être « compensée » par le condensateur rajouté en série. Physiquement, cette compensation correspond à fournir l'énergie réactive de l'entrefer entre les bobines. Ce convertisseur peut être commandé à fréquence fixe avec un rapport cyclique fixe de 50 % pour chaque transistor. Le réglage de la tension de sortie doit alors être assuré par déphasage entre les commandes des deux bras. La structure globale permet la réversibilité des transferts d'énergie. Les formes d'ondes de la figure 3-2 traduisent le fonctionnement du convertisseur.

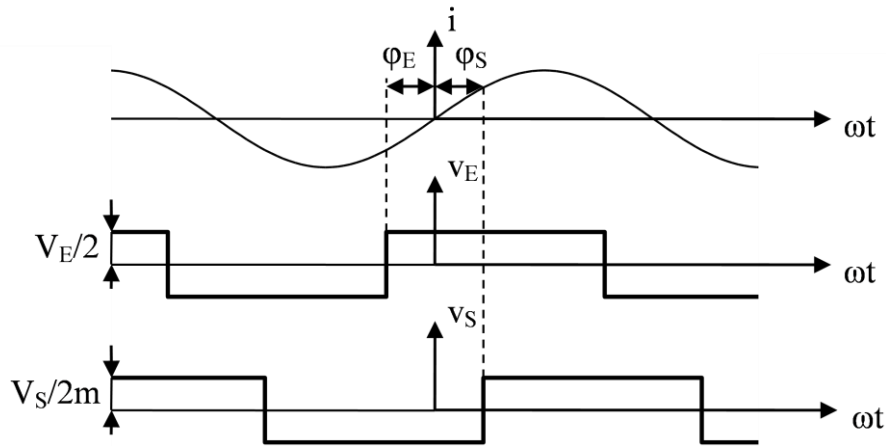


Figure 3-2: Formes d'onde observables dans le convertisseur de la Figure 3-1

La tension v_s correspond à la tension secondaire « ramenée » au primaire. Elle n'est pas observable au primaire à cause de l'inductance de fuite. Les tensions v_E et $m.v_s$ sont imposées par les deux bras de pont. Nous allons analyser le fonctionnement par la méthode classique, dite « du premier harmonique », qui consiste à approximer ces deux tensions et toutes les autres grandeurs périodiques par leurs composantes fondamentales uniquement, comme à la Figure 3-3.

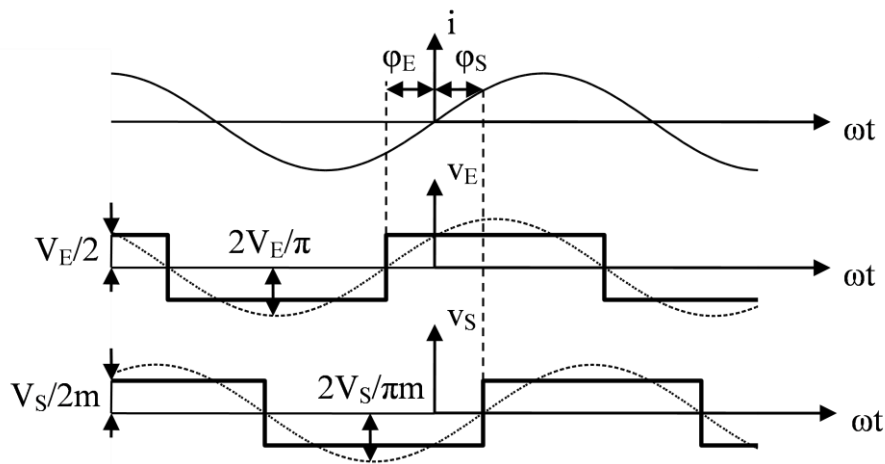


Figure 3-3: Utilisation de la méthode du premier harmonique

Les commandes des deux demi-ponts sont déphasées volontairement d'un angle électrique $\Delta\phi = \phi_E + \phi_S$. Ce déphasage est réglable. Nous allons voir qu'il permet de modifier le débit du convertisseur, dans un sens comme dans l'autre. Il est pratique de tracer un diagramme de Fresnel (Figure 3-4) pour illustrer le fonctionnement global et son évolution avec $\Delta\phi$: le vecteur u est tracé en avance de $\pi/2$ par rapport à i en supposant l'impédance de l'inductance supérieure à celle du condensateur (fréquence un peu supérieure à la fréquence de résonance) ; le module de l'impédance totale est noté

Z ; la tension v_E est tracée en avance de φ_E par rapport à i alors que la tension v_S est tracée en retard de φ_S par rapport à i (ce sont les conventions de la Figure 3-3).

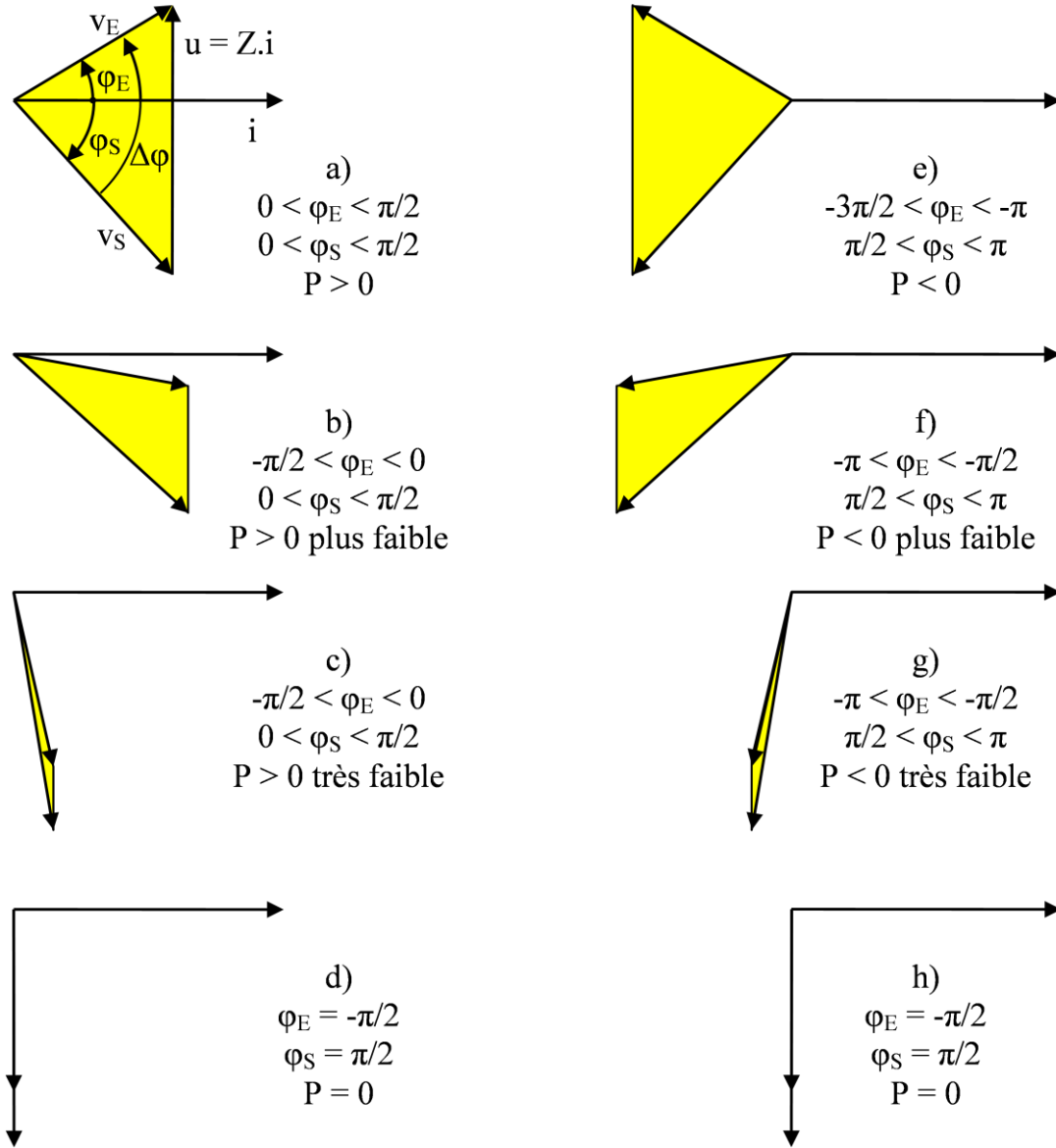


Figure 3-4: Quelques points de fonctionnement accessibles

Il est facile de démontrer que la puissance P (transitant de V_E vers V_S) dépend directement du déphasage imposé $\Delta\varphi$:

$$P = \frac{2}{m \pi^2} \frac{V_E V_S}{Z} \sin \Delta\varphi$$

Pour toutes puissances (le signe de $\Delta\varphi$ fixe celui de P), la tension de sortie V_S peut donc être régulée en agissant sur le déphasage $\Delta\varphi$. Le réglage pourrait aussi se faire par modulation de fréquence, ce

qui aurait une action sur Z. Quelle que soit la commande, l'analyse précédente est suffisante pour conclure quant à l'intérêt du convertisseur dans le contexte de la route électrique :

- La commande par déphasage à fréquence fixe est complexe mais envisageable sans qu'il soit nécessaire de mettre en œuvre une difficile transmission d'informations entre la route et chaque véhicule : la tension secondaire du coupleur est porteuse d'informations sur les instants de commutation imposés au primaire, ce qui rend possible la régulation de la tension de sortie en décalant plus ou moins les instants de commutation des transistors au secondaire. La modulation de fréquence serait par contre difficile car il faudrait agir au primaire.
- Les facteurs de puissance imposés aux deux bras sont parfois médiocres, voire nuls, ce qui conduit à un courant efficace et à des pertes importantes dans les enroulements du coupleur et les transistors. En effet, le bras primaire fournit un courant i qui n'est pas en phase avec la tension v_E et le bras secondaire absorbe un courant i/m qui n'est pas en phase avec la tension $m.v_S$. Les déphasages dépendent beaucoup de la puissance appelée par le véhicule.
- Ce déphasage variable empêche la mise en œuvre efficace d'une technique de « commutation douce ». La commutation douce « à zéro de tension », par exemple, n'est possible pour les quatre transistors que si le signe du courant i est celui défini à la Figure 3-2 au moment de chaque commutation. La commutation douce est d'ailleurs impossible si la réversibilité énergétique est requise. Elle serait pourtant nécessaire, dans l'état actuel de la technologie des transistors, pour faire fonctionner un coupleur à fréquence élevée. Nous reviendrons plus loin sur cet objectif de fréquence.

3.2 L'évolution recherchée pour le système de conversion

Le déphasage entre courant et tension au niveau de chaque bras constitue donc le principal handicap du convertisseur précédent : il provoque un mauvais facteur de puissance et empêche une commutation douce efficace en toutes circonstances. Les pertes dites « par conduction » existent quel que soit le type de commutation mais celles « par commutation », significatives, peuvent être réduites avec la commutation douce. De surcroît, elle permet un fonctionnement à plus haute fréquence du convertisseur. Cette remarque, très banale, constitue pourtant le point de départ de notre démarche dans cette thèse.

Ce déphasage pourrait être réduit, théoriquement annulé, en faisant fonctionner le convertisseur à la fréquence de résonance. Il s'agirait en outre de commutations « à zéro de courant », donc douces. C'est un mode de fonctionnement tout à fait accessible pour le convertisseur dit « à résonance sé-

rie » : le bras de pont secondaire devrait alors fonctionner en redresseur synchrone pour annuler le déphasage entre i et v_s (il pourrait s'agir d'un redresseur à diodes si la réversibilité n'était pas requise) ; l'impédance Z étant nulle à la résonance, la tension v_E s'identifierait à v_s , ce qui annulerait aussi le déphasage entre i et v_E .

En procédant de la sorte, puisque v_E s'identifierait à v_s , les tensions continues V_E et V_s seraient dans le rapport m (de transformation). En d'autres termes, il n'y aurait plus de régulation possible pour la tension de sortie du convertisseur ! Nous retombons ici sur ce qui est d'habitude considéré comme un problème inhérent à la « résonance série ». Cette remarque, toujours très banale, constitue pourtant l'évolution des convertisseurs que nous avons désormais recherchée : dans le cadre de la route électrique, nous devrions disposer d'un réseau continu, de tension certainement pas très précise, mais que nous pourrions « recopier » à l'intérieur des véhicules pour y constituer un réseau embarqué exploitable. Ce réseau ne serait pas de tension très précise non plus mais largement suffisant pour alimenter tout équipement disposant de sa propre régulation : l'onduleur de traction et/ou un chargeur de batterie par exemple. Or le fonctionnement du convertisseur à résonance série semble permettre cette recopie ; cela dans les meilleures conditions, avec des pertes minimales. Nous avons nommé ce concept, sans faire preuve d'une imagination débordante, la « **recopie de tension** ».

Cependant, dans notre contexte où l'enroulement embarqué se déplace par rapport à celui du sol, le couplage ne cesse de varier (Figure 2-13), l'inductance mutuelle également, alors que les inductances propres restent stables. La conséquence est une évolution permanente de l'inductance de fuite totale, donc de la fréquence de résonance. Dans ces conditions, le réseau embarqué ne pourrait donc pas être stable. Pour y remédier, il faudrait faire évoluer simultanément la fréquence de découpage qui doit s'identifier à la fréquence de résonance. Mais rien ne s'y oppose a priori. Nous verrons plus loin qu'il est possible d'asservir la fréquence en observant en temps réel le courant i injecté dans le circuit résonnant et en agissant en conséquence sur les instants de commutation.

Par contre, le schéma équivalent de la Figure 3-1 ne fait pas état d'une « imperfection » pourtant bien réelle du coupleur, dont les effets sont négligeables dans un transformateur tournant mais prépondérants dans un coupleur à grande distance : il s'agit de l'inductance de magnétisation dont la valeur est relativement faible à cause de l'entrefer important. La partie centrale du schéma équivalent de la Figure 3-1 doit être remplacée par le schéma plus réaliste de la figure 3-5 : tout ou partie de l'inductance L correspond à l'inductance de fuite totale du coupleur ; l'inductance L_M est l'inductance de magnétisation. Un fonctionnement à la fréquence de résonance du circuit LC ne se traduit plus par un déphasage nul pour chaque bras à cause du courant i dérivé par L_M .

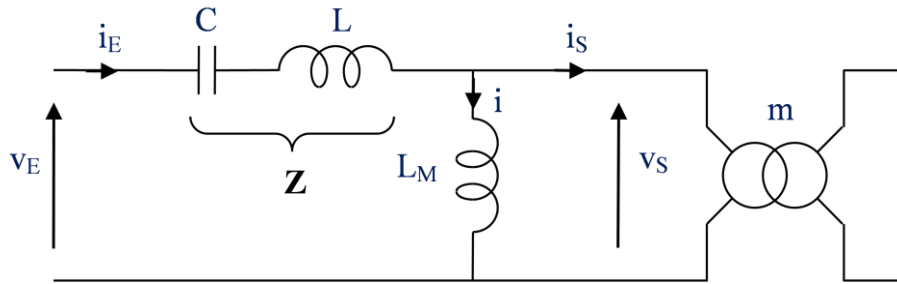


Figure 3-5: Prise en compte de l'inductance de magnétisation du coupleur

Pourtant, il existe bien une fréquence particulière, laquelle dépend de la puissance appelée par la charge, pour laquelle le facteur de puissance peut être maximal, égal à 1 (calculé à partir des fondamentaux de courant et de tension), pour chacun des deux bras. La Figure 3-6 illustre ce point de fonctionnement optimal : v_S et i_S sont dessinés en phase ; la valeur efficace du courant est fixée par la consommation de la charge ; le courant i est en retard de $\pi/2$ par rapport à v_S ; le courant i_E correspond à la somme $i + i_S$; la tension aux bornes de l'impédance Z a la valeur exacte nécessaire pour que v_E soit en phase avec i_E pour une seule fréquence. Cette fréquence dépend donc de la puissance consommée par la charge, ce qui n'est pas le problème.

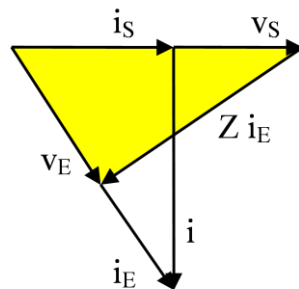


Figure 3-6: Fonctionnement possible avec facteurs de puissance idéaux

Le véritable inconvénient réside dans la perte complète de contrôle de la tension continue en sortie : la Figure 3-6 montre que la tension v_S , dont l'amplitude est proportionnelle à V_S , dépend notamment du courant i_E consommé, donc de la puissance appelée par la charge.

À ce stade, nous ne disposons donc pas encore d'une solution viable. Par contre, nous avons émis un certain nombre d'idées directrices et recensé des propriétés fondamentales pour le convertisseur qui devraient être atteintes **simultanément** malgré de mauvaises caractéristiques attendues pour le coupleur et une évolution permanente du couplage. En résumé :

- Topologie à base de ponts et/ou demi-ponts pour s'assurer de l'écrêtage de la tension aux bornes des semiconducteurs (si le convertisseur est connecté à ses deux extrémités à l'équivalent de deux sources de tension ; nous verrons plus loin une solution duale).
- Compensation capacitive des chutes de tension dues aux fuites magnétiques.
- Annulation du déphasage entre courant et tension au niveau de chaque bras dans le but de réduire les pertes par conduction (facteur de puissance = 1) et par commutation (commutation douce à zéro de courant).
- Recopie de tension, notamment pour obtenir un réseau embarqué stable malgré le mauvais couplage et son évolution permanente tout en évitant toute difficile transmission d'information entre la route et les véhicules.
- Possibilité de faire évoluer la fréquence pour atteindre les objectifs précédents.
- Tout cela, si possible, en assurant la réversibilité des échanges d'énergie.

3.3 Notre principal apport : la « recopie de tension »

Nous avons souligné plus tôt que les propriétés visées devaient être atteintes simultanément. Pour l'instant, ce n'est pas le cas, ni avec le convertisseur classique de la Figure 3-1, ni avec aucune autre solution à notre connaissance. Il manque donc encore une idée. Celle-ci a germé dans l'expérience acquise au département Énergie de l'ex-Supélec. En effet, ces dernières années, les travaux de recherche en électronique de puissance ont beaucoup porté sur des applications aéronautiques avec notamment un objectif de relier les réseaux continus HT et BT des avions par un convertisseur capable d'assurer des échanges d'énergie dans les deux sens avec un **comportement symétrique**. En particulier, il s'agissait d'atteindre l'objectif de protection totale du convertisseur et des réseaux pour les deux sens de transfert d'énergie. Cet objectif est très difficile à atteindre avec les topologies connues et même impossible avec celles qui sont reconnues pour être les plus performantes. Après avoir vainement cherché à modifier les topologies classiques pour atteindre tous les objectifs assez ambitieux du cahier des charges, l'équipe de recherche s'est orienté tout naturellement vers des **structures symétriques** pour obtenir la symétrie de comportement recherchée.

Or une structure symétrique, par principe même, répond à notre objectif de recopie. La Figure 3-7 illustre le concept : si le convertisseur est totalement symétrique, y compris dans la commande des transistors qui le constituent, alors la tension de sortie doit être égale à la tension d'entrée.

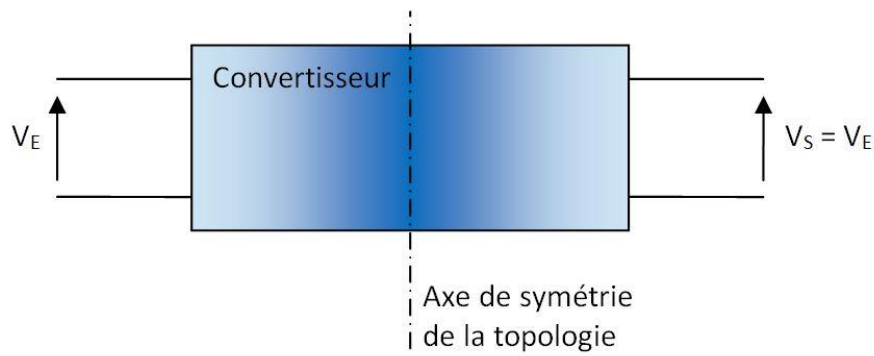


Figure 3-7: La symétrie du convertisseur utilisée pour réaliser le concept de recopie

Il ne s'agit là que d'une idée. Aucun des convertisseurs conçus et développés pour l'aéronautique, autour d'un véritable transformateur, ne peut répondre aux objectifs de la thèse qui passent par l'utilisation d'un mauvais coupleur. De plus, aucun ne peut fonctionner en commutation douce dans les deux sens de transfert d'énergie sur une large plage de puissance.

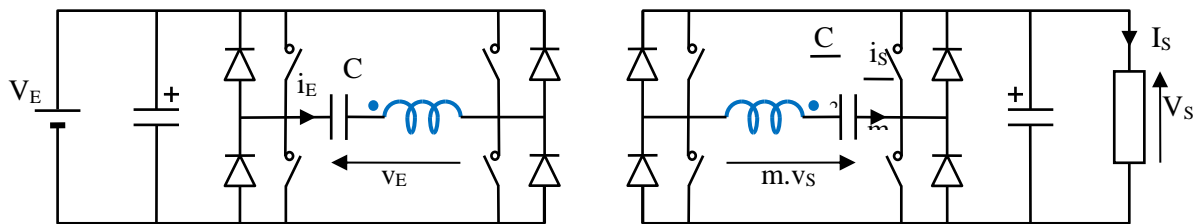


Figure 3-8: Un convertisseur symétrique

C'est le symbole du coupleur qui est représenté à la Figure 3-8. Derrière ce symbole se cachent les principales caractéristiques et imperfections du coupleur. Le schéma équivalent retenu pour le coupleur est celui de la Figure 2-6. Le schéma équivalent à la partie centrale du convertisseur (coupleur + compensation) est donné à la Figure 3-9. Sa symétrie justifie pourquoi les capacités des deux condensateurs de la Figure 3-8 doivent être dans le rapport m^2 . Pour simplifier l'analyse, nous négligeons dans un premier temps les pertes représentées par r_1 et r_2 pour nous concentrer sur le comportement du coupleur résonnant. Les pertes seront prises en compte dans l'étude analytique.

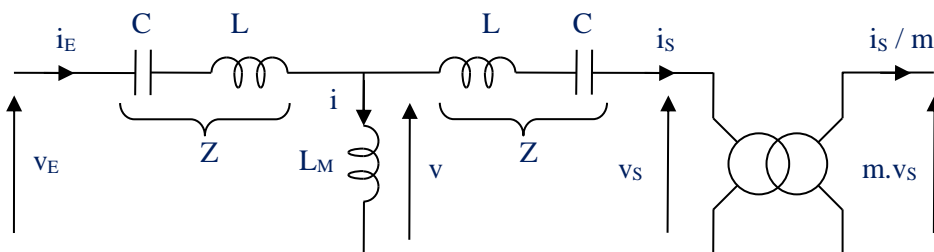


Figure 3-9: Schéma équivalent à la partie centrale du convertisseur

Nous avons évoqué plus haut la symétrie de commande des transistors qui constituent le convertisseur. En l'occurrence, cela signifie que les transistors doivent être commutés de manière à ce que les tensions v_E et v_S qui en résultent soient déphasées de manière symétrique par rapport aux courants i_E et i_S . La Figure 3-10 illustre un tel fonctionnement par un diagramme de Fresnel.

Compte tenu de la double symétrie, pour la topologie et la commande, le diagramme de Fresnel présente également un axe de symétrie. Cela se démontre de la manière suivante : Tout d'abord la surface de chaque triangle jaune donne une image de la puissance qui transite par le convertisseur : une base égale à v_E ou à v_S ; une hauteur proportionnelle à $i_E \cdot \cos(\varphi_E)$ ou à $i_S \cdot \cos(\varphi_S)$. Les deux triangles sont donc de même surface. Ensuite, il s'agit de triangles possédant un côté commun. Les deux triangles sont donc symétriques. Il en résulte l'égalité des amplitudes des tensions v_E et v_S . Les tensions continues V_E et V_S sont donc dans le rapport m . Nous vérifions ainsi que la recopie de tension est bien obtenue. En fait, nous avons réalisé l'équivalent d'un transformateur pour courant continu dont le rapport de transformation m peut être choisi quelconque.

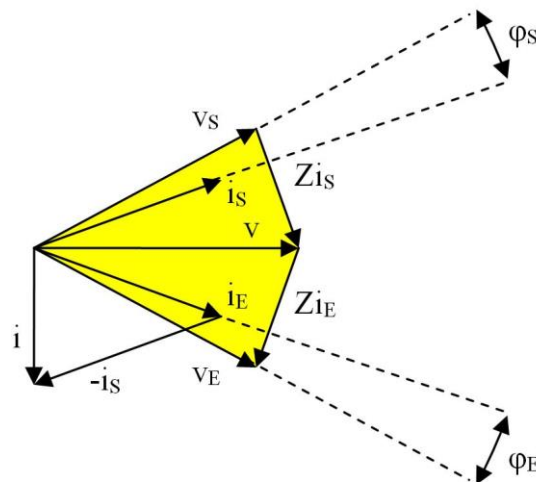


Figure 3-10: Diagramme de Fresnel relatif au convertisseur et à sa commande symétrique

A priori, il y a deux cas de figure suivant la fréquence de fonctionnement, c'est-à-dire selon que les impédances Z sont plutôt inductives ou capacitives. Deux diagrammes de Fresnel peuvent donc être construits (Figure 3-11).

Le diagramme de gauche est relatif à une fréquence quelconque, supérieure à la fréquence de résonance des circuits LC, telle que l'impédance Z soit inductive : un déphasage important est attendu au niveau de chaque bras (entre i_E et v_E d'une part, entre i_S et v_S d'autre part). Le diagramme de droite est relatif à une fréquence inférieure à la fréquence de résonance, telle que Z soit capacitive : le déphasage peut être bien plus faible. Selon cette même hypothèse, le diagramme de la Figure 3-12 est

construit pour une fréquence très particulière, telle que les déphasages soient nuls. C'est ainsi que nous pouvons prétendre atteindre nos objectifs de facteur de puissance idéal et de commutations douces.

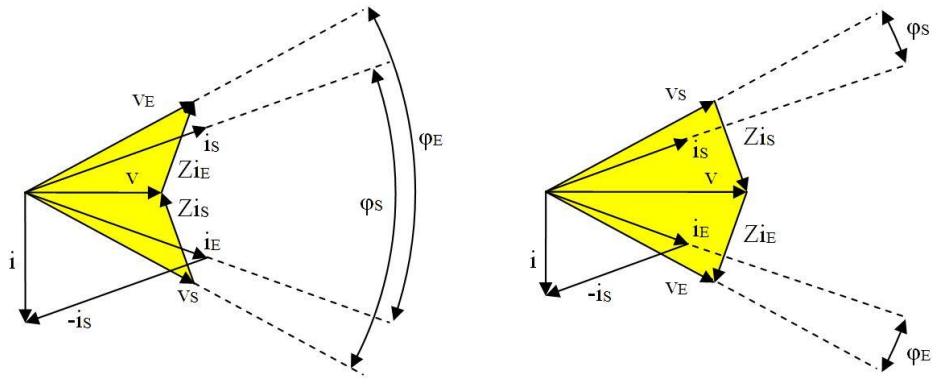


Figure 3-11: Deux cas de figure envisageables selon la fréquence

Le diagramme de Fresnel idéal de la Figure 3-12 correspond à un seul point de fonctionnement : une puissance donnée qui fixe les courants i_E et i_S ; une fréquence donnée qui fixe les modules des impédances Z et de l'impédance de L_M . Il convient donc de modifier la fréquence de fonctionnement selon la puissance appelée par la charge, comme nous le suggérons au paragraphe 3.2.

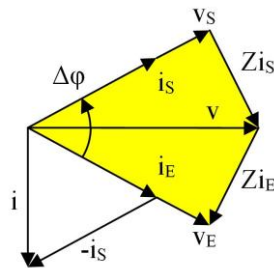


Figure 3-12: Diagramme de Fresnel idéal

Nous proposons la méthode suivante : le bras secondaire peut être commandé en « redresseur synchrone », ce qui annule automatiquement le déphasage secondaire et dispense de la commande par déphasage ; les transistors du secondaire pourraient même être supprimés si la réversibilité des transferts d'énergie n'était pas requise ; le bras primaire peut être commandé avec un rapport cyclique fixe de 50% en agissant sur la fréquence pour asservir le déphasage primaire à 0. Une autre façon de procéder consiste à faire commuter les transistors du primaire à leur « zéro de courant » pour constituer un système auto-oscillant. Nous parlerons « d'onduleur synchrone ».

3.4 Caractéristiques prévisibles d'un système de recopie de tension

Nous allons procéder à l'étude analytique du système proposé en continuant à nous appuyer sur les diagrammes de Fresnel. Ces diagrammes se rencontrent plutôt dans les traités d'électrotechnique mais nous avons considéré qu'ils complètent idéalement la méthode du premier harmonique pour illustrer visuellement le comportement de tout convertisseur à résonance, en particulier le nôtre.

Pour le point de fonctionnement « idéal » que nous avons retenu (déphasage nul entre tension et courant au niveau de chaque bras de pont), le diagramme de Fresnel est rappelé à la Figure 3-13. En marge de cette figure, une propriété géométrique qui nous servira ultérieurement est démontrée : le rapport entre les deux segments BC / OC est égal au rapport $|Z| / L_M \omega$ entre le module des deux impédances Z et l'impédance de l'inductance de magnétisation à la fréquence de découpage considérée. Rappelons qu'une fréquence unique correspond à un point de fonctionnement donné, c'est-à-dire à une puissance donnée pour laquelle le diagramme de Fresnel a été tracé.

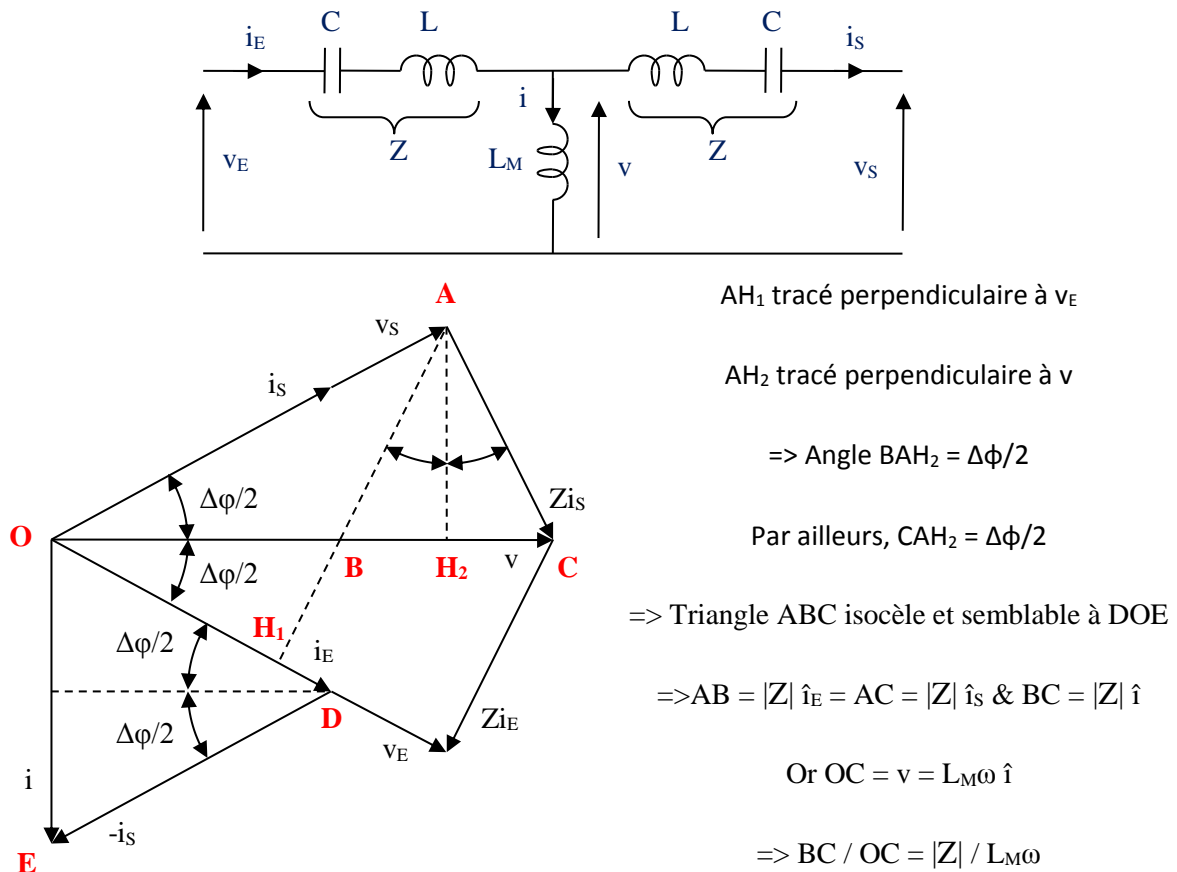
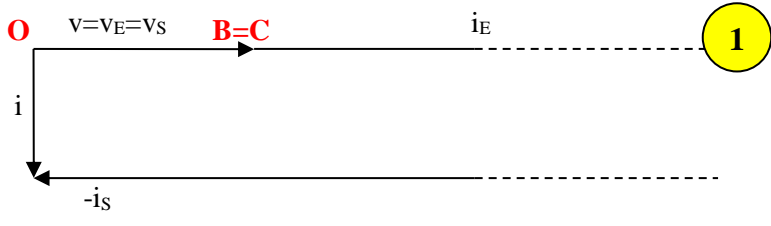
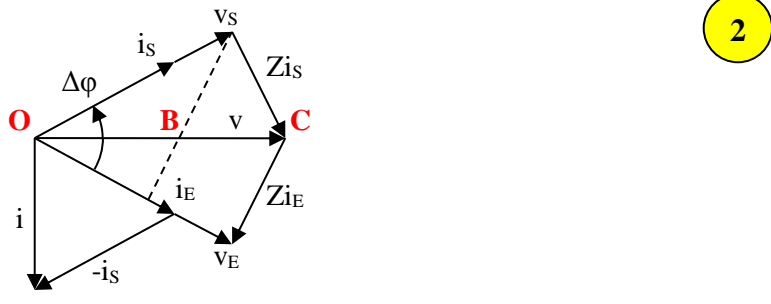
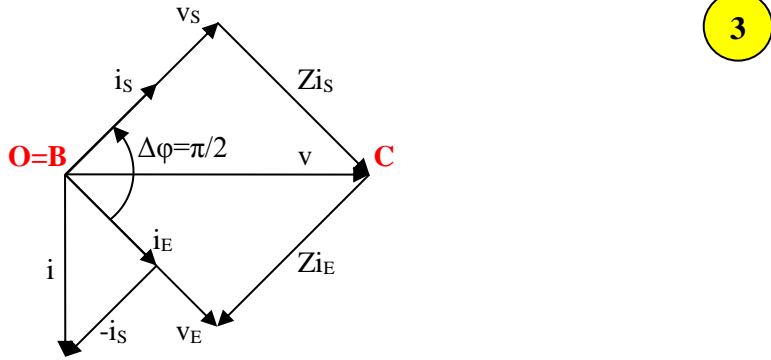


Figure 3-13: Propriétés géométriques du diagramme de Fresnel « idéal »

Ainsi, en faisant évoluer simultanément la fréquence et la puissance transmise, est-il possible de visualiser la transformation du diagramme de Fresnel idéal est d'en déduire certaines propriétés de la solution que nous proposons. C'est l'objet de la Figure 3-14 présentée sous forme d'un tableau : la première ligne est relative à la fréquence maximale que nous envisageons, à savoir la fréquence de résonance des circuits $\{LC\}$. Les amplitudes de v_E et v_S demeurent constantes (v_E est imposée par le réseau continu sous la route).

	<p>Pour $f = f_1 =$ fréquence de résonance de $\{L, C\}$:</p> <p>$Z = 0$, $\Delta\varphi = 0$, i_E et i_S infinis, P infinie (en théorie)</p>
	<p><u>f diminue :</u></p> <p>Z augmente, $\Delta\varphi$ augmente et P diminue (non infinie !)</p>
	<p><u>$\Delta\varphi$ atteint $\pi/2$:</u></p> <p>$Z = L_M\omega$ car $BC = OC$</p> <p>Or $Z = 1/C\omega - L\omega$</p> <p>$\Rightarrow f = f_3 =$ fréquence de résonance de $\{L_M + L, C\}$</p> <p>$v_{Seff} = Z i_{Seff} = L_M\omega_3 i_{Seff}$</p> <p>$P_3 = v_{Seff} i_{Seff} = v_{Seff}^2 / L_M\omega_3$</p>

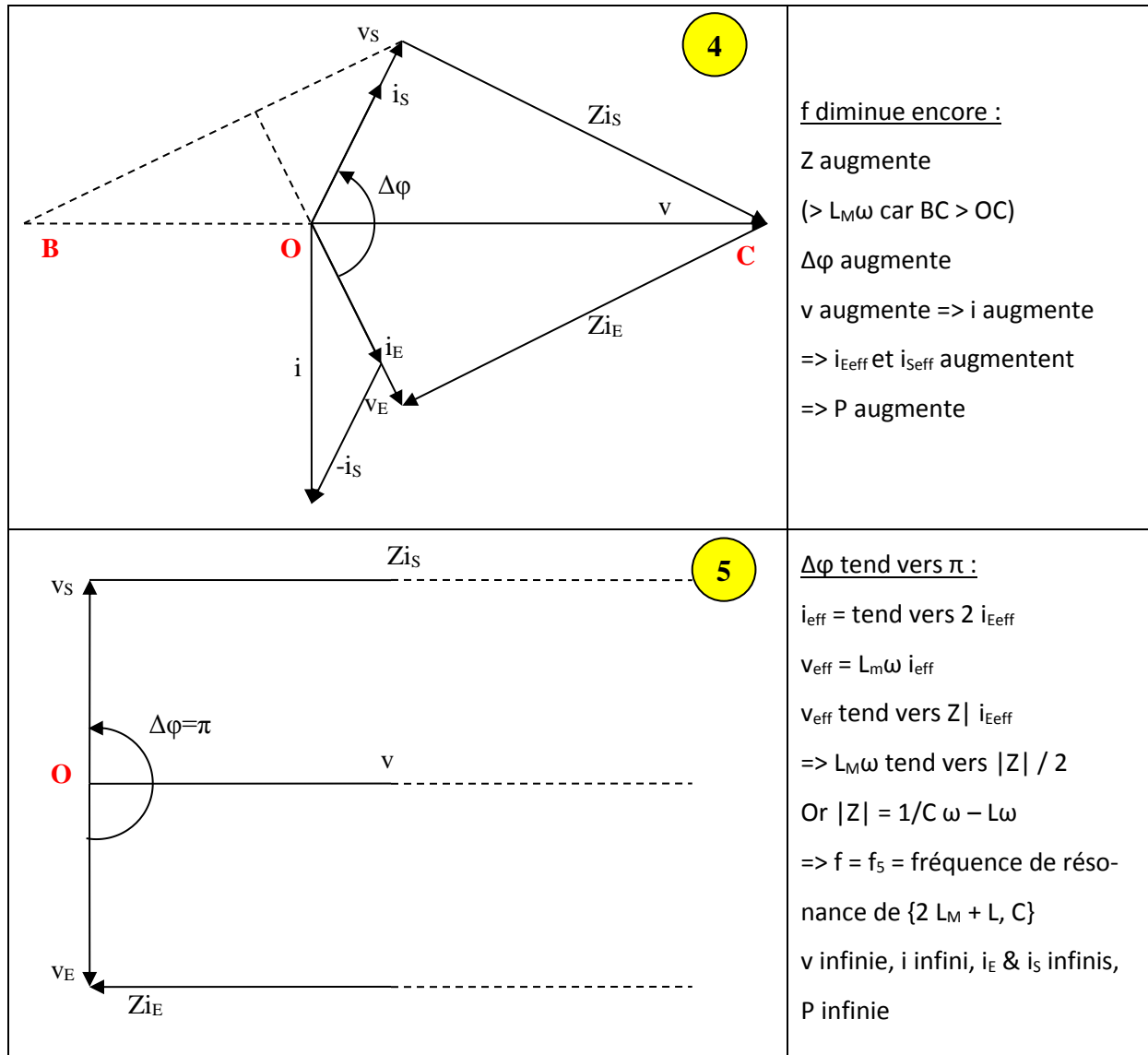


Figure 3-14: Évolution du diagramme de diagramme de Fresnel idéal avec la fréquence

Nous avons limité nos investigations à une gamme de fréquence qui va de la fréquence de résonance f_1 du circuit $\{L, C\}$ jusqu'à la fréquence de résonance f_5 du circuit $\{2 L_M + L, C\}$: d'après les commentaires en marge de la Figure 3-14, c'est entre ces deux extrêmes que le déphasage $\Delta\phi$ varie de 0 à π . Pour $\Delta\phi$ compris entre 0 et π , le transfert de puissance se fait du primaire vers le secondaire et pour $\Delta\phi$ compris entre π et 2π , le transfert de puissance se fait du secondaire vers le primaire.

L'angle $\Delta\phi$ entre les tensions primaire et secondaire varie automatiquement en fonction de la puissance appelée par la charge tant que le pilotage de chacun des convertisseurs permet d'assurer un déphasage nul entre courant et tension.

Il ressort de ces commentaires qu'il n'existe pas de limite théorique maximale pour la puissance pouvant être transmise (seul, le dimensionnement des composants fixe une limite). En revanche, il apparaît clairement qu'une **puissance minimale** est atteinte lorsque la fréquence est amenée à varier

entre ses deux extrêmes : Cette puissance minimale semble se situer vers la fréquence de résonance f_3 du circuit $\{L_M + L, C\}$.

Un autre raisonnement est possible. La symétrie du diagramme de Fresnel idéal de la Figure 3-13 laisse entendre que les amplitudes des courants i_E et i_S sont identiques. Logiquement, si le courant i_E n'est pas nul, alors un courant i_S doit circuler. Or cela ne peut pas être vrai « à vide », c'est-à-dire lorsque le convertisseur ne débite aucune puissance : le courant i_S est alors nul tandis que le courant i_E dans L , C et L_M (Figure 3-9) est fixé par la tension v_E imposée et par la fréquence. Il existe donc bien une puissance minimale en dessous de laquelle le fonctionnement optimal est impossible quelle que soit la fréquence.

En clair, nous subissons ici notre premier revers avec notre solution : le fonctionnement ne peut pas être optimal sur une gamme de puissance s'étendant au moins du fonctionnement à vide jusqu'à la pleine charge.

Nous tâcherons toutefois de dimensionner l'ensemble pour que la puissance minimale soit la plus réduite possible, très inférieure à la puissance nominale. Il restera alors à trouver une variante pour la commande des transistors autorisant un fonctionnement à faible puissance. Nous savons d'ores et déjà que ce fonctionnement ne pourra pas être optimal mais devrait être acceptable à petite puissance (pertes par conduction et par commutation limitées).

Il est donc indispensable d'analyser le convertisseur plus en détail afin d'évaluer les limites d'utilisation et de préparer le dimensionnement du convertisseur. Une mise en équations est possible en se basant sur le diagramme de Fresnel idéal de la Figure 3-13 :

$$|Z| \hat{i}_S = \hat{v}_S \tan \frac{\Delta\varphi}{2} \quad (3.1)$$

$$\hat{v} = \frac{\hat{v}_S}{\cos \frac{\Delta\varphi}{2}} = L_M \omega \hat{i} = L_M \omega 2 \hat{i}_S \sin \frac{\Delta\varphi}{2} = \frac{2 L_M \omega \hat{v}_S \tan \frac{\Delta\varphi}{2} \sin \frac{\Delta\varphi}{2}}{|Z|} \quad (3.2)$$

$$|Z| = 2 L_M \omega \sin^2 \frac{\Delta\varphi}{2} = \frac{1}{C\omega} - L\omega \quad (3.3)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(2 L_M \sin^2 \frac{\Delta\varphi}{2} + L) C}} \quad (3.4)$$

$$P_S = \frac{\widehat{v}_S \widehat{i}_S}{2} = \frac{\widehat{v}_S^2 \tan \frac{\Delta\varphi}{2}}{2|Z|} = \frac{\widehat{v}_S^2 \tan \frac{\Delta\varphi}{2}}{4 L_M \omega \sin^2 \frac{\Delta\varphi}{2}} = \frac{\widehat{v}_S^2}{2 L_M \omega \sin \Delta\varphi} \quad (3.5)$$

$$\sin \Delta\varphi = \frac{\widehat{v}_S^2}{2 L_M \omega P} \quad (3.6)$$

La valeur de $\sin \Delta\varphi$ étant limité à 1, nous vérifions encore que le fonctionnement idéal tel que nous l'avons défini plus haut ne peut pas être obtenu à n'importe quelle puissance P. Le fonctionnement à vide, par exemple, n'est pas accessible. Nous avons vu que la fréquence correspondant à la puissance minimale est proche de la fréquence f_3 définie à la Figure 3-14. Nous pouvons maintenant affiner la valeur : pour $f = f_3$, le déphasage $\Delta\varphi$ est $\pi/2$. La relation (3.6) permet d'en déduire un certain P_{MINI} (3.7).

$$P_{MINI} = \frac{\widehat{v}_S^2}{2 L_M \omega_{P_{MINI}}} = \frac{\widehat{v}_S^2}{2 k L_1 \omega_{P_{MINI}}} \quad (3.7)$$

D'après la relation (3.4), la pulsation $\omega_{P_{MINI}} = 2 \pi f_3$ correspond bien à la résonance entre l'inductance propre et le condensateur de compensation (3.8).

$$\omega_{P_{MINI}} = 2 \pi f_3 = \frac{1}{\sqrt{(L_M + L)C}} \quad (3.8)$$

Par contre, il n'y a pas de raison pour que le « P_{MINI} » défini plus haut et calculé à la pulsation particulière $\omega_{P_{MINI}}$ soit vraiment la puissance minimale. En modifiant quelque peu la fréquence par rapport à f_3 (ou la pulsation par rapport à $\omega_{P_{MINI}}$), le déphasage $\Delta\varphi$ varie (3.4), ainsi que la puissance (3.5). En traçant la courbe donnant la puissance en fonction de la fréquence, il doit être possible de situer exactement le minimum de puissance.

Nous avons procédé pour cela à la normalisation des équations précédentes en prenant pour références le paramètre P_{MINI} (3.7) et la pulsation de résonance $\omega_{P_{MINI}}$ (3.8). Le seul autre paramètre nécessaire est le coefficient k de couplage. Il a ainsi été possible de tracer les courbes des Figure 3-15 Figure 3-16. Ces courbes attestent que la puissance minimale et la fréquence correspondante

sont toujours pratiquement identiques aux valeurs calculables à partir des relations (3.7) et (3.8). Nous retiendrons donc ces dernières valeurs pour caractériser le fonctionnement à puissance minimale dans ce qui suit.

Ainsi, bien que l'existence d'une puissance minimale soit un véritable handicap, nous sommes au moins assurés que la fréquence de fonctionnement correspondante soit stable (ne dépend pas du couplage variable) et soit calculable précisément (dépend d'une inductance propre).

Il s'avère que les fréquences de résonance f_1 , f_3 et f_5 introduites à la Figure 3-14 sont relativement proches. Cela provient du mauvais couplage qui se traduit par des inductances de fuite L relativement fortes. Il s'agit là d'un avantage puisque la fréquence de découpage ne sera pas amenée à varier beaucoup. Il peut aussi s'agir d'un inconvénient compte tenu d'un ajustement de la fréquence plus délicat.

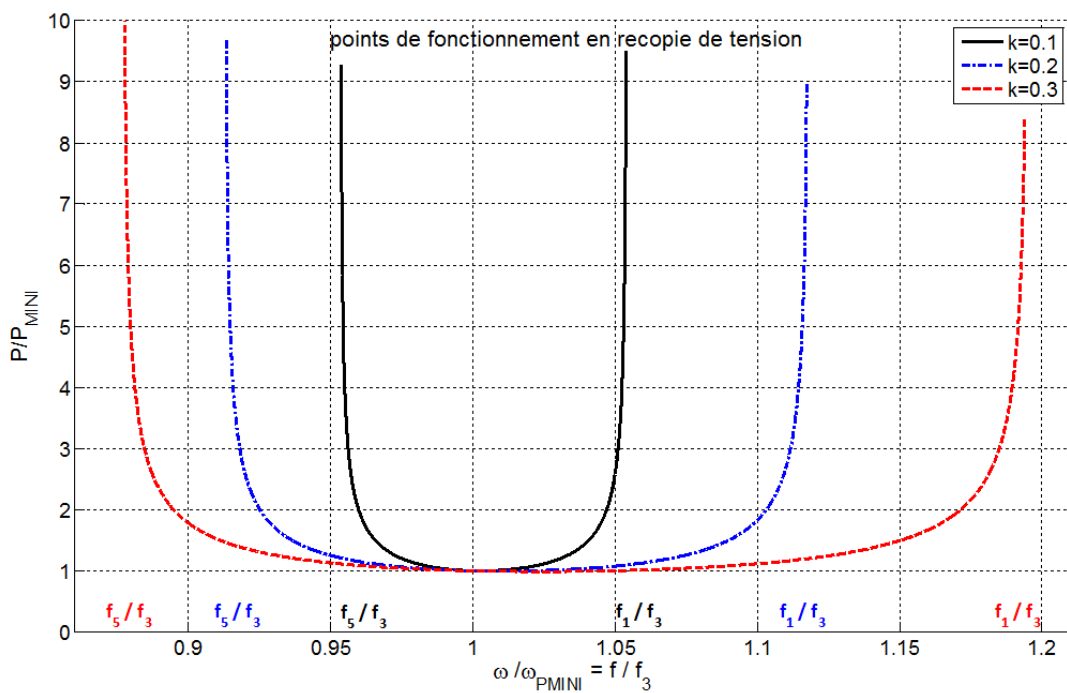


Figure 3-15 : Évolution de la puissance normalisée en mode de recopie

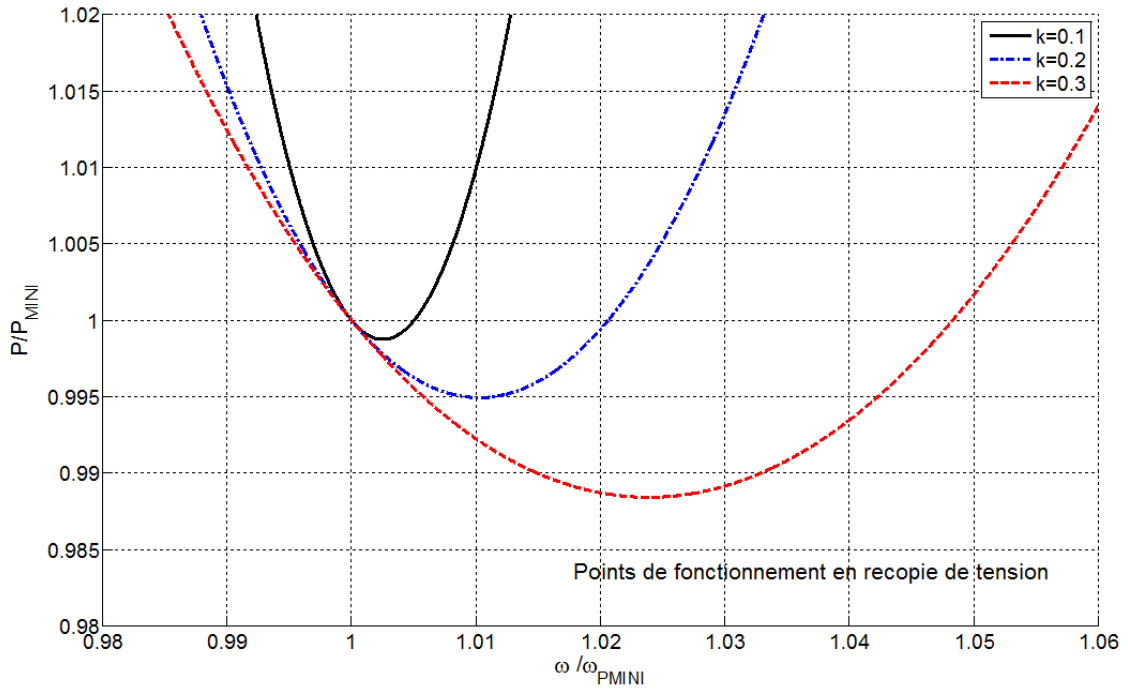


Figure 3-16: Zoom sur la Figure 3-15

Il s'avère aussi que deux modes de fonctionnement sont possibles pour obtenir la recopie de tension telle que nous la souhaitons. Ils correspondent aux diagrammes de Fresnel de la Figure 3-14 : 1, 2, 3 d'une part ; 3, 4, 5 d'autre part. En d'autres termes, pour n'importe quelle puissance supérieure ou égale à P_{MINI} , il est possible de faire fonctionner le système dans deux gammes de fréquences distinctes : entre f_3 et f_1 d'une part ; entre f_3 et f_5 d'autre part. C'est-à-dire en-dessus ou en-dessous de la fréquence de résonance du circuit $\{L_1, C\}$.

Le choix entre ces deux modes de fonctionnement dépend du dimensionnement des composants. En particulier, comme dans bien des applications de couplage magnétique, nous avons été amenés à utiliser des condensateurs de compensation. Ces condensateurs, de « faible » capacité pour compenser de « fortes » inductances de fuite, peuvent être traversés par le courant nécessaire à la transmission de la puissance nominale. Nous envisageons donc des condensateurs « haute tension ». Il s'agit là du principal problème technologique attendu. Or, un fonctionnement à plus forte fréquence minimise l'impédance des condensateurs, donc aussi la tension à leurs bornes. En conséquence, nous choisissons de faire fonctionner le système entre les fréquences f_3 et f_1 , c'est-à-dire entre la résonance du circuit $\{L_1, C\}$ (3.8) et la résonance du circuit $\{L, C\}$ (3.9) :

$$\omega_{P\infty} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.9)$$

En introduisant le coefficient k de couplage, il est possible d'exprimer l'amplitude maximale de la tension aux bornes des condensateurs :

$$\widehat{v}_C = \frac{\widehat{i}_S}{C\omega} = \frac{2 P_S}{\widehat{v}_S C\omega} \quad (3.10)$$

En considérant une puissance maximale, notée P_{MAX} , et en supposant que la pulsation ω correspondante est proche de (3.9), il est possible d'écrire :

$$\widehat{v}_{C_{MAX}} \cong \frac{2 P_{MAX}}{\widehat{v}_S} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{2 P_{MAX}}{\widehat{v}_S} \sqrt{\frac{L_1(1-k)}{C}} \quad (3.11)$$

En utilisant les relations (3.7) et (3.8), la tension maximale aux bornes des condensateurs peut finalement se mettre sous la forme :

$$\widehat{v}_{C_{MAX}} \cong \widehat{v}_S \frac{P_{MAX}}{P_3} \frac{\sqrt{1-k}}{k} \quad (3.12)$$

Il est clair qu'un bon couplage permet de minimiser le coût des condensateurs. Il est également possible de raisonner sur les pertes dans les condensateurs en introduisant le classique angle δ de pertes dont la valeur dépend de la technologie de ces condensateurs :

$$\text{tg}\delta = RC\omega \quad (3.13)$$

Par un calcul similaire au précédent, il est possible de déterminer les pertes maximales dans chaque condensateur :

$$P_{C_{MAX}} = \text{tg}\delta \frac{P_{MAX}^2}{P_{MINI}} \frac{\sqrt{1-k}}{k} \quad (3.14)$$

La conclusion reste la même : à tous points de vue, il est préférable de maximiser le coefficient de couplage. Plusieurs pistes s'offrent à nous ; a priori :

- Augmenter l'inductance mutuelle en optimisant les dimensions des boucles en regard (Figure 2-12 Figure 2-13) ainsi que leurs proportions. Il est facile de montrer que des boucles carrées sont préférables à des boucles rectangulaires.
- Réduire les inductances propres, par exemple en élargissant et en séparant les spires pour rallonger les lignes d'induction à proximité et à l'intérieur des conducteurs.
- Canaliser partiellement le champ magnétique par l'utilisation d'un blindage.

Ces aspects technologiques ne présentent pas un risque majeur et relèvent d'un processus complet d'optimisation du coupleur magnétique, nécessaire à terme mais qui n'est pas l'objet de notre étude.

Nous reviendrons par contre sur ce qui nous est apparu dès le début comme d'autres difficultés (de moindre importance) à surmonter :

- Assurer des déphasages nuls en mesurant les courants primaire et secondaire en temps réel, alors que la vitesse d'avance du véhicule peut atteindre 130 km/heure.
- Réaliser deux fréquences de résonance identiques alors qu'elles dépendent de deux condensateurs distincts.

3.5 Exemple de dimensionnement

Dans la perspective d'affiner le choix des composants et des paramètres de réglage pour réaliser un démonstrateur, nous avons effectué un premier dimensionnement sur la base des équations développées précédemment. Nous disposons d'un véhicule électrique Renault Twizy et nous devons en assurer l'alimentation à distance.

Certains de nos choix sont contestables car ils ne répondent pas à certains objectifs d'une véritable route électrique alimentant des véhicules plus proches de la Zoé que de la Twizy, éventuellement des poids lourds... Il ne s'agissait que de démontrer la faisabilité d'un principe.

Tout d'abord, la puissance maximale visée pour la Twizy est 2,5 kW. La tension du bus continu embarqué est 60 V. Compte tenu de cette puissance et de cette tension à réaliser, il nous a semblé intéressant de fixer également à 60 V la tension du réseau continu sous la route. En effet, un rapport de transformation unitaire permet de simplifier la réalisation des bobines.

Ensuite, nous nous sommes fixé une puissance minimale compatible avec la recopie de tension telle que nous l'avons décrite. Nous avons choisi 300 W en considérant qu'un fonctionnement dégradé en-dessous de cette puissance serait acceptable. La puissance minimale dépend toutefois du couplage : les 300 W correspondent à des bobines parfaitement centrées latéralement et longitudinalement avec un coefficient de couplage visé de l'ordre de 30 %. Cette valeur sera à affiner lors du dimensionnement des bobines.

La fréquence de résonance du circuit $\{L_1, C\}$, celle qui permet le fonctionnement à puissance minimale, est choisie égale à 85kHz ; ainsi, la fréquence de découpage devrait s'établir entre 85 kHz et la

centaine de kHz environ, ce qui semble compatible avec le standard en cours d'élaboration concernant les systèmes statiques de recharge.

Ces quelques données permettent, via les relations (3.7) et (3.8) de déterminer la valeur des inductances L_1 et L_2 puis les capacités des condensateurs de résonance C_1 et C_2 . Les relations (3.12) et (3.10) permettent respectivement de déterminer les contraintes en tension et en courant qu'ils devront supporter. Notons que si la contrainte en tension s'avérait trop importante, il serait nécessaire de corriger à la hausse la puissance minimale de fonctionnement.

Tension continue primaire et secondaire	60V
Rapport de transformation	1
Plage de variation du coefficient de couplage k .	0.1-0.3
Fréquence de résonance à puissance minimale	85kHz
Puissance minimale pour k max	300W
Puissance minimale pour k min	867W
Puissance nominale	2,5kW
Valeur des inductances	63 μ H
Valeur des condensateurs	56nF
Tension crête maximale des condensateurs	2kV

Tableau 3-1: Exemple de pré-dimensionnement adapté à un véhicule Twizy

Chapitre 4 Des solutions connues ou envisageables de transfert inductif d'énergie

4.1 Recensement des familles de topologies

Nous sommes partis d'emblée sur l'utilisation d'onduleurs de tension en invoquant l'écrtage naturel ainsi procuré des tensions aux bornes des semiconducteurs. Or les onduleurs de courant permettent aussi, non pas d'écrté, mais de limiter la tension aux bornes des condensateurs. Il s'agit de solutions duales que nous avons imaginées dès le début sans les explorer suffisamment faute de temps.

Partant d'une topologie symétrique permettant d'optimiser la recopie de tension en imposant des commutations à zéro de courant, l'introduction de la dualité conduit automatiquement à une topologie symétrique permettant de réaliser une recopie de courant tout en imposant des commutations à zéro de tension. Or la recopie d'un courant continu conduit forcément à la recopie d'une tension continue si le rendement de conversion est proche de 1 :

$$V_E \times I_E = V_S \times I_S \Rightarrow V_E = V_S \text{ si } I_E = I_S$$

Malheureusement, les principes de la dualité ne mènent pas ici à un ensemble exploitable. En premier lieu, le dual du coupleur inductif serait un coupleur capacitif. Dès le début de la thèse, nous avons écarté ce type de solution, essentiellement à cause de la très haute tension que cela impliquerait de part et d'autre du coupleur. En second lieu, la mise en parallèle transistor/diode nécessaire à la réversibilité des échanges d'énergie devient par dualité une mise en série. Ce n'est pas idéal compte tenu des pertes par conduction qui en découleraient.

La Figure 4-1 présente deux topologies qui ne semblent pas du tout duales compte tenu des deux remarques précédentes : le coupleur utilisé reste inductif et les semiconducteurs sont connectés en parallèle, dans le second schéma comme dans le premier. De plus, les condensateurs en série dans le premier auraient dû se transformer en inductance en parallèle dans le second. Cependant, chaque structure « en demi-pont » s'est bien transformée par dualité en « doubleur de courant », une autre

structure connue de l'électronique de puissance. De la même façon, une structure en pont, comme on la retrouve par exemple à la Figure 3-8, se transformerait en une autre structure en pont.

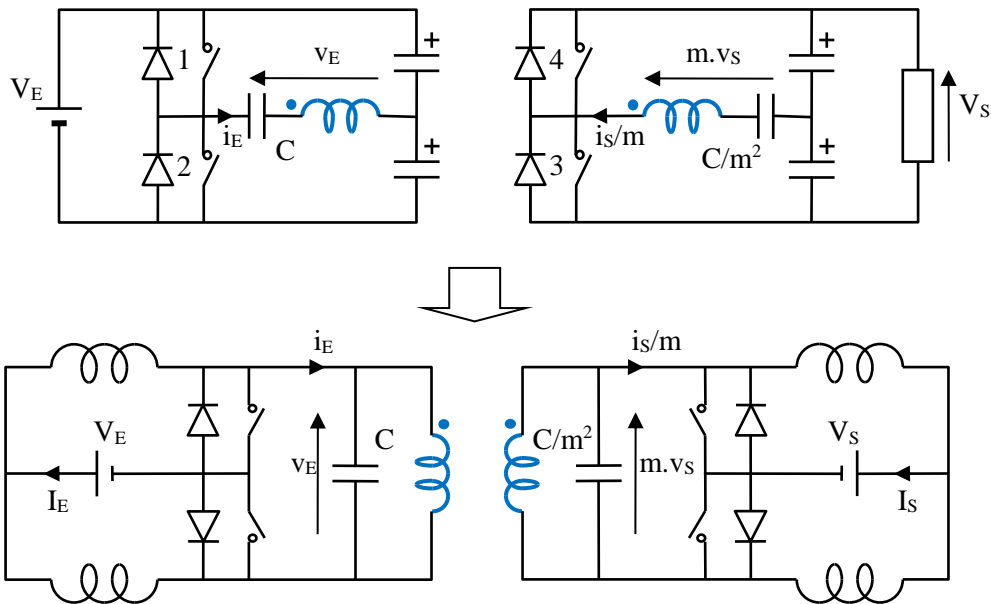


Figure 4-1: Exploration de topologies « quasi-duales »

Reprenons maintenant le problème des condensateurs en série qui semblent s'être transformés en condensateurs en parallèle. La Figure 4-2 montre la transformation de la partie centrale du convertisseur. Le premier schéma correspond à celui de la Figure 3-13 que nous avons retenu et analysé. Les trois inductances y modélisent le coupleur. Par dualité, nous obtenons le second schéma. Puisque nous ne souhaitons pas utiliser de coupleur capacitif, nous faisons disparaître un condensateur au profit d'une inductance. Nous retrouvons ainsi un des schémas équivalents à un coupleur inductif : celui de la Figure 2-7 qui comporte 3 inductances (L , X , L). Cela ne modifie pas fondamentalement le fonctionnement des convertisseurs primaire et secondaire qui se comportent bien comme des onduleurs/redresseurs de courant synchrones.

Le diagramme de Fresnel illustre le fonctionnement du système. Il est symétrique. Partant de là, il est facile de vérifier que le facteur de puissance des convertisseurs est optimal, égal à 1 parce que les commutations doivent se faire à zéro de tension, que les commutations sont douces pour cette même raison, que la recopie de courant est effective.

Ce système dual présente un avantage par rapport au précédent : il n'y a plus de puissance minimale en théorie. Il existe par contre une puissance maximale, mais celle-ci peut être choisie supérieure à la puissance nominale. Cela signifie qu'un seul mode de fonctionnement, menant aux caractéristiques idéales présentées plus haut, suffit pour couvrir toute la gamme de puissance. Nous n'avons pas poussé davantage nos investigations en ce sens pour ne pas nous disperser. Le dimensionnement

global est totalement différent du précédent : présence d'inductances de lissage connectées aux bus continus, condensateurs de résonance traversés par de forts courants et non plus soumis à de fortes tensions, faibles nombre de spires dans le coupleur... Nous ne savons pas encore si le dimensionnement serait favorable.

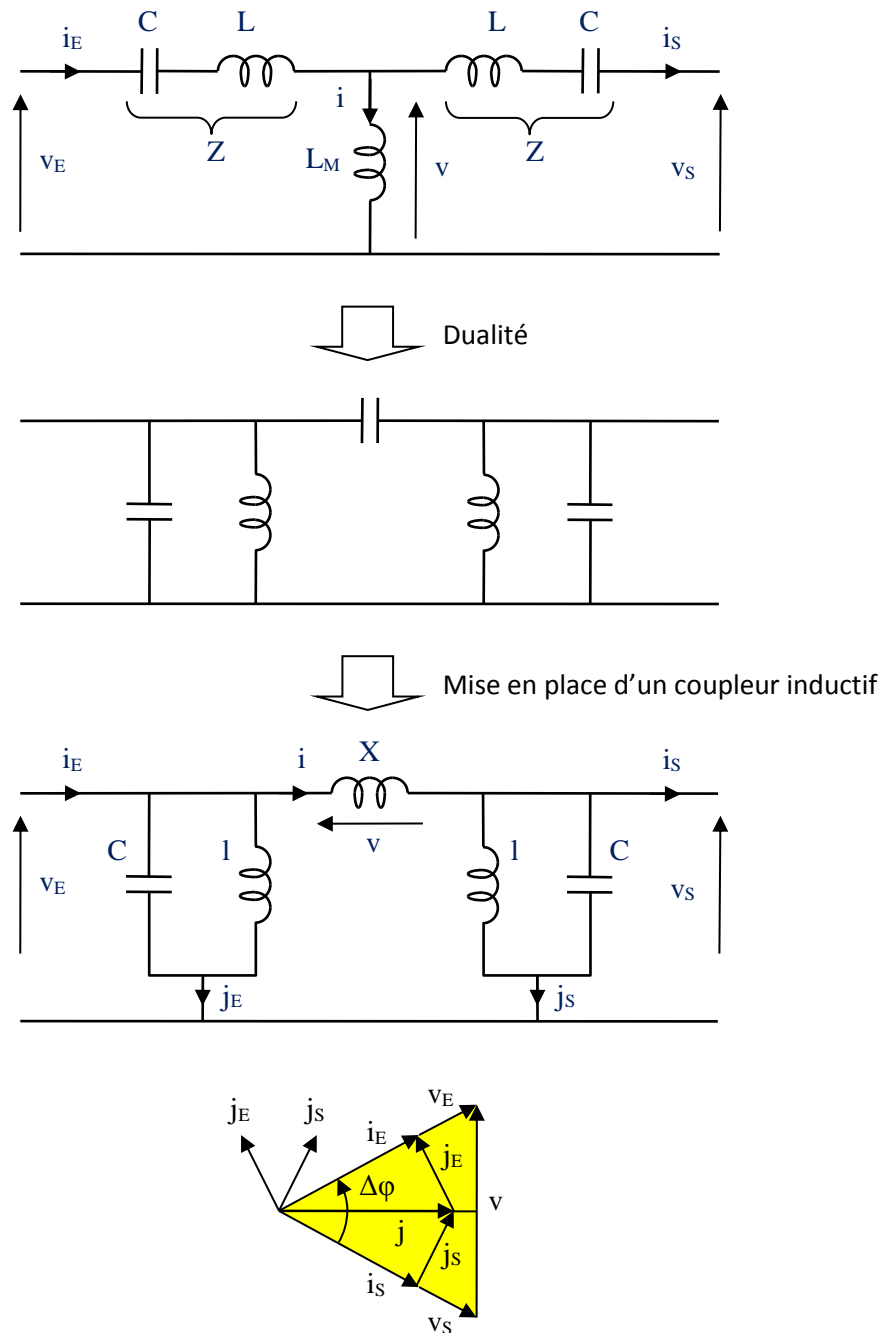


Figure 4-2: Transformation du cœur de conversion

Les réalisations à base de ponts avec des condensateurs de compensation en série, comme celle de la Figure 3-8, ainsi que les réalisations quasi-duales, toujours à base de pont mais avec des condensa-

teurs de compensation en parallèle, sont en fait bien connues dans le domaine large de la transmission d'énergie par coupleur magnétique. Les auteurs parlent de « compensation série-série » et de « compensation parallèle-parallèle ». La différence avec ce que nous proposons dans cette thèse tient essentiellement à la commande des transistors. Elle tient aussi au dimensionnement des composants qui en découle. Afin de situer notre proposition par rapport à l'état de l'art, les paragraphes suivants dans ce chapitre recensent et analysent l'existant et l'envisageable. Outre le caractère bibliographique de ces paragraphes, il sera possible d'y puiser certaines idées pour le fonctionnement en mode dégradé (en-dessous P_{MINI}) du convertisseur de la Figure 3-8 que nous avons retenu.

Parmi l'existant, nous n'évoquerons pas ce que certains auteurs nomment la « compensation série-parallèle » ([44], [45]) qui va à l'encontre de notre objectif de symétrie dans les convertisseurs. Parmi l'envisageable, nous ne développerons pas davantage des compensations pourtant symétriques mais plus complexes, à base de plus nombreux composants réactifs ([46], [47]).

4.2 Recensement des commandes et des modes de fonctionnements envisageables

Qu'il s'agisse de compensation série ou de compensation parallèle, nous avons identifié 6 modes de fonctionnement envisageables liés à 6 manières différentes de commander les transistors. Pour en arriver là, nous avons considéré qu'il était possible d'imposer comme constantes 2 grandeurs parmi les 4 suivantes : la fréquence de découpage (par exemple $f = f_3$ définie par (3.8)), le déphasage ϕ_E au primaire (par exemple $\phi_E = 0$), le déphasage ϕ_S au secondaire (par exemple $\phi_S = 0$), la tension V_S (ou v_S) en agissant sur l'une des 3 précédentes grandeurs (il s'agit alors d'une régulation de tension, par exemple pour maintenir $V_S = V_E$). Si deux de ces grandeurs sont imposées, les deux autres deviennent résultantes (elles résultent des valeurs choisies pour les 2 premières). En résumé :

Mode 1	ϕ_E imposé	ϕ_S imposé	f résultante	V_S résultante
Mode 2	ϕ_E résultant	ϕ_S imposé	f imposée	V_S résultante
Mode 3	ϕ_E résultant	ϕ_S résultant	f imposée	V_S imposée
Mode 4	ϕ_E imposé	ϕ_S résultant	f résultante	V_S imposée
Mode 5	ϕ_E imposé	ϕ_S résultant	f imposée	V_S résultante
Mode 6	ϕ_E résultant	ϕ_S imposé	f résultante	V_S imposée

Tableau 4-1 : Recensement des modes de fonctionnement

Le système de recopie de tension que nous avons développé au chapitre précédent à propos de la compensation série et celui que nous avons évoqué au paragraphe précédent à propos de la com-

pensation parallèle relèvent tous deux du mode 1 : les déphasages primaires et secondaires sont imposés nuls, la fréquence évolue en fonction de la charge, la tension V_S résulte de ces choix de déphasage et il se trouve qu'elle recopie la tension V_E . Or, pour la compensation série, le mode 1 ne permet pas de couvrir toute la gamme de puissance ; il conviendra de l'associer à un autre mode, forcément moins performant, pour atteindre de faibles puissances.

Toute la bibliographie (hors la nôtre) porte sur certains de ces 5 autres modes avec compensation série ; essentiellement sur le mode 2, lequel consiste à faire fonctionner le système à une fréquence fixe qui correspond souvent à notre fréquence f_3 de résonance du circuit $\{L_1, C\}$. Avec l'objectif de comparer les 5 modes dans le cadre de la compensation série et de dégager une solution pour la puissance réduite, nous allons analyser le circuit de la Figure 4-3.

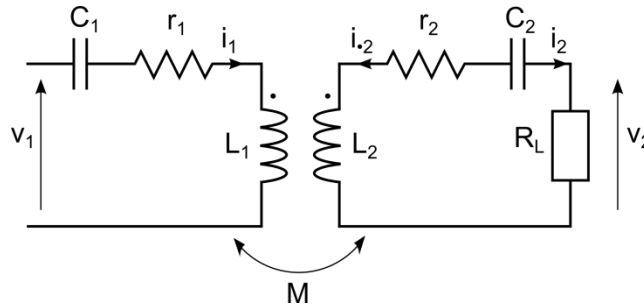


Figure 4-3: Modèle du coupleur et de son environnement immédiat

La charge R_L correspond à la charge du coupleur constituée par le pont secondaire, le condensateur de filtrage et la véritable charge du convertisseur qui sont représentés à la Figure 3-8. Classiquement, il est facile de déterminer la charge R_L via la méthode du premier harmonique ; il s'agit d'une résistance pure :

$$R_L = \frac{8}{m\pi^2} \times \frac{V_S}{I_S} \quad (4.1)$$

Le modèle du coupleur s'appuie sur les relations (2.1) et (2.2). Partant de là, il est assez facile de calculer le rapport entre la tension v_E et le courant i_1 , autrement dit l'impédance complexe totale du circuit de la Figure 4-3 :

$$Z_T = r_1 + jZ_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (4.2)$$

Avec :

$$Z_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = \omega L_1 \left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2} \right) = \omega L_1 X_1 \quad (4.3)$$

$$Z_S = r_2 + R_L + j \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) = r_2 + R_L + jZ_2 \quad (4.4)$$

$$Z_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = \omega L_2 \left(1 - \frac{\omega_2^2}{\omega^2} \right) = \omega L_2 X_2 \quad (4.5)$$

Supposons que nous puissions imposer les mêmes fréquences de résonance dans les circuits primaire et secondaire de sorte que $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0 = 2\pi f_3$ et $X_1 = X_2 = X_0$. Dans ces conditions :

$$Z_T = r_1 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 (r_2 + R_L)}{(r_2 + R_L)^2 + (\omega L_2 X_0)^2} + j\omega L_1 \left[X_0 - \frac{\omega^2 k^2 L_2^2 X_0}{(r_2 + R_L)^2 + (\omega L_2 X_0)^2} \right] \quad (4.6)$$

Il est alors possible de déterminer le déphasage entre la tension v_E et le courant i_1 , autrement dit le déphasage en sortie de l'onduleur primaire :

$$\varphi_E = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{Z_T\}}{\text{Re}\{Z_T\}} \right) \quad (4.7)$$

Une application numérique sur la base du pré-dimensionnement du paragraphe 3.5 pour un Twizy permet d'observer l'évolution du déphasage φ_E en fonction de la fréquence et de l'impédance de charge (figure 4-4).

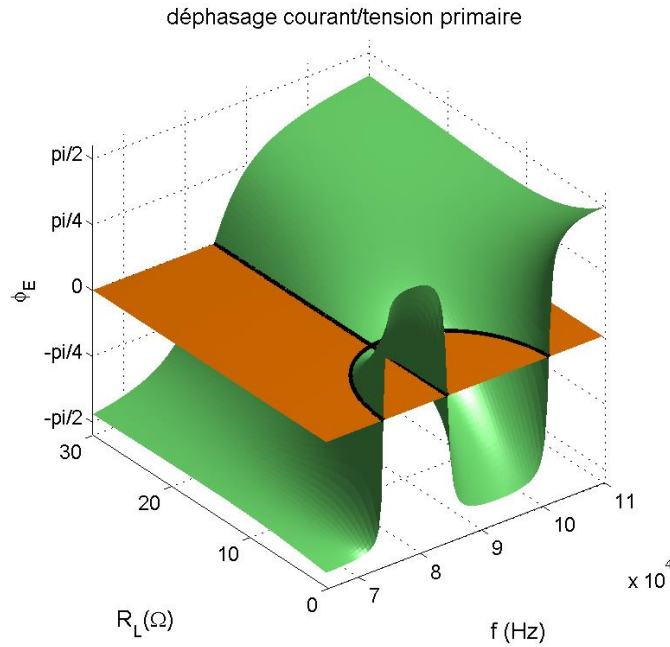


Figure 4-4: Evolution du déphasage en sortie de l'onduleur primaire

Le plan médian, à mi-hauteur, détermine un déphasage nul. Nous avons visé cet objectif pour concevoir notre système de recopie de tension (facteur de puissance = 1 et commutations douces). Nous

retrouvons bien cette possibilité sur l'intersection courbe entre le plan médian et la surface verte, significative du déphasage φ_E . Cette courbe montre aussi qu'il existe bien une puissance minimale (avec R_L maximale), que nous avons nommée P_{MINI} , pour une fréquence f_3 correspondant à la résonance du circuit $\{L_1, C\}$.

Or il existe une autre intersection, rectiligne et illimitée, entre le plan médian et la surface verte. Il existe donc une autre façon d'annuler le déphasage φ_E sur une gamme de puissance théoriquement illimitée en imposant une fréquence fixe. Nous pouvons vérifier que cette fréquence, de l'ordre de 85 kHz pour l'application numérique, correspond en fait à la fréquence f_3 . En effet, pour $f = f_3$, $X_1 = X_2 = X_0 = 0$ (relations (4.3) et (4.5)) :

$$Z_T(X_0 = 0) = r_1 + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{r_2 + R_L} \quad (4.8)$$

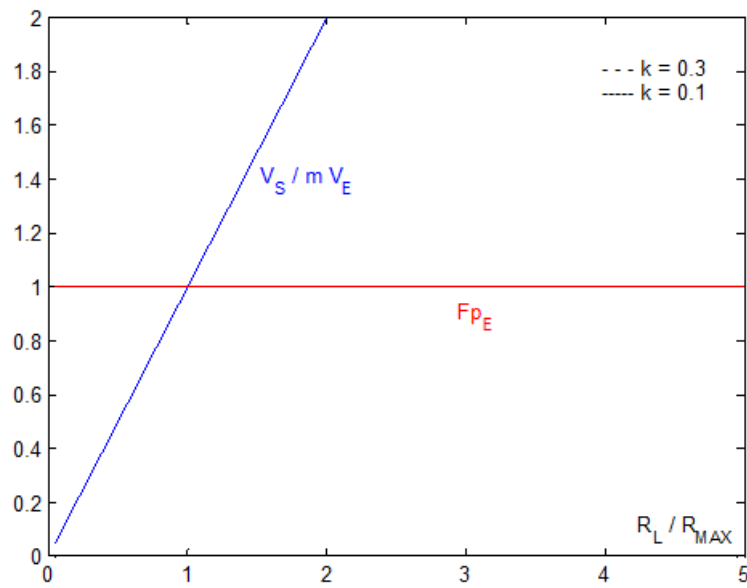
Il s'agit effectivement d'une impédance purement réelle (résistive). Le mode de fonctionnement correspond au mode 2 recensé par le Tableau 4-1 : la fréquence de découpage fixe est imposée égale à la fréquence de résonance f_3 tandis que le déphasage secondaire φ_s est nul, par exemple en utilisant un pont de diodes ou un redresseur synchrone au secondaire. La majorité des articles porte sur ce type de solution ([35], [36], [48], [48]–[54])

4.2.1 Mode 2 de fonctionnement

Le mode 2 mis en œuvre à la fréquence de résonance f_3 en présence d'un redresseur à diodes impose donc des déphasages nuls, au primaire comme au secondaire. Malheureusement, comme le laisse entendre le Tableau 4-1, la tension de sortie est résultante. En d'autres termes, il faut s'attendre à des variations de tension lorsque la puissance et le couplage évoluent. Les auteurs règlent généralement le problème en introduisant un convertisseur continu/continu en aval ou en amont du système ; ce qui est évidemment préjudiciable au rendement et au coût.

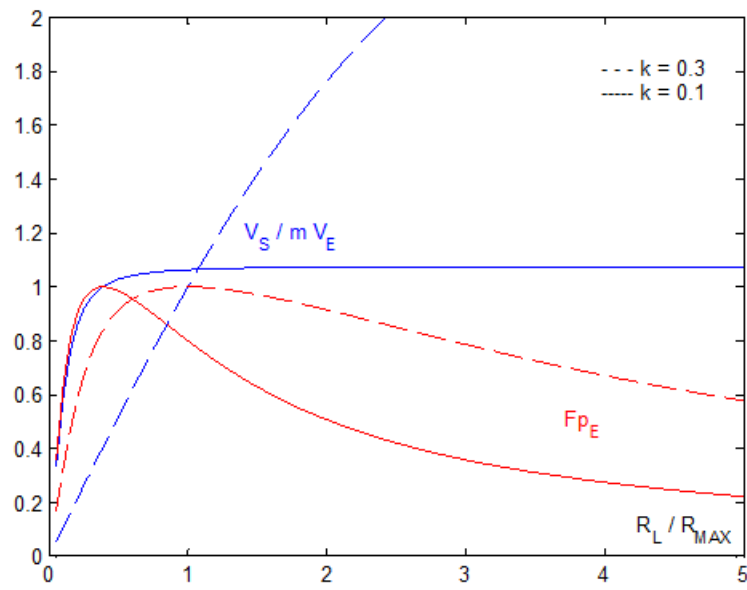
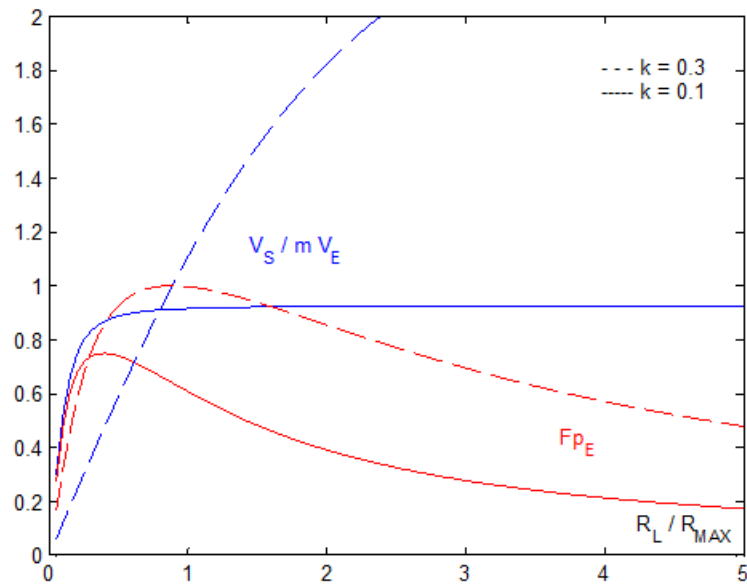
Il est donc nécessaire d'évaluer ces variations de tension. La Figure 4-5 montre l'évolution du rapport tension continue de sortie / tension continue d'entrée. Ce « gain en tension » a été tracé en négligeant les résistances d'enroulements et en s'appuyant sur l'application numérique du paragraphe 3.5. Dans ces conditions, il est facile de montrer que le gain en tension est directement proportionnel à la résistance de charge R_L (celle de la Figure 4-3) ; nous considérerons que R_{MAX} correspond à notre P_{MINI} (3.7) :

$$G_v = \frac{|v_s|}{|v_E|} = \frac{|i_2| R_L}{|i_1| Z_T} = \frac{R_L \omega_0 k \sqrt{L_1 L_2}}{r_1 (r_2 + R_L) + \omega_0^2 k^2 L_1 L_2} \approx \frac{R_L}{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2}} = \frac{R_L}{R_{MAX}} \quad (4.9)$$

Figure 4-5: Gain en tension et facteur de puissance au primaire pour f fixe = f_3

Les facteurs de puissance au primaire et au secondaire sont idéaux (= 1 en les calculant à partir des fondamentaux de courant et de tension). Par contre, la tension de sortie évolue beaucoup trop avec la charge du convertisseur pour que celui-ci soit directement exploitable ; d'où la nécessité d'un régulateur en amont ou en aval.

Le mode 2 pourrait aussi être exploité à d'autres fréquences. D'après le Tableau 4-1, le facteur de puissance au primaire et la tension de sortie résultent du choix de la fréquence. Quelle que soit cette fréquence, supérieure à la fréquence particulière f_3 (Figure 4-6) ou inférieure à f_3 (Figure 4-7), la tension de sortie évolue moins rapidement avec la charge, mais au détriment du facteur de puissance, surtout à faible couplage.


 Figure 4-6: Gain en tension et facteur de puissance au primaire pour f fixe = $1.05 \times f_3$

 Figure 4-7: Gain en tension et facteur de puissance au primaire pour f fixe = $0.95 \times f_3$

Pour conclure, nous n'avons pas retenu le mode 2, même simplement pour prendre le relais de notre mode 1 à faible puissance, bien qu'il semble faire l'unanimité des auteurs.

4.2.2 Mode 3 de fonctionnement

Dans ce mode, la fréquence est imposée au primaire, la tension de sortie est imposée à une certaine valeur en agissant sur le déphasage φ_s . En d'autres termes, les déphasages φ_s et φ_E résultent de la

consigne de tension V_S et de la fréquence imposées. La Figure 4-8 donne l'évolution du gain en tension et du facteur de puissance au primaire en fonction du déphasage secondaire, en négligeant les résistances d'enroulements et en s'appuyant sur l'application numérique du paragraphe 3.5, pour différentes fréquences allant de f_3 à $1.05 f_3$, pour un coefficient de couplage de 0.1, et pour une charge très faible correspondant à $P_{\text{MINI}} / 10$. Les Figure 4-9 et Figure 4-10 sont relatives à des charges un peu plus fortes dans les mêmes conditions.

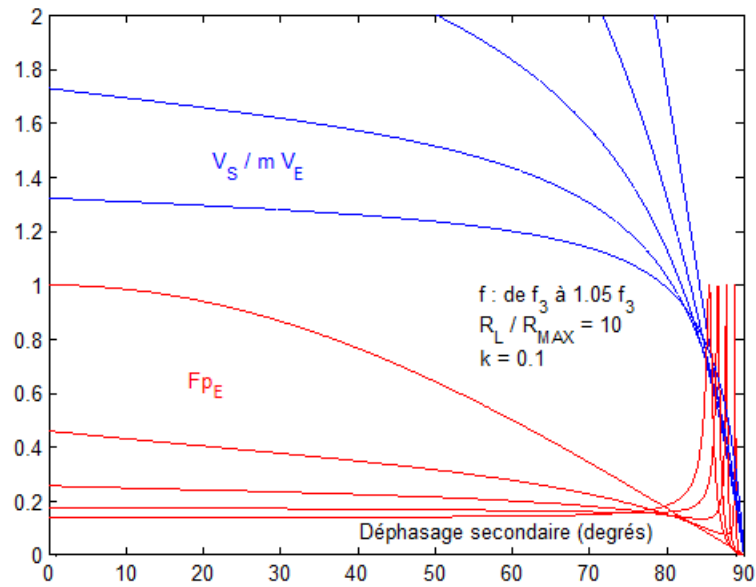


Figure 4-8: Gain en tension et facteur de puissance au primaire dans le mode 3 pour $P_{\text{MINI}}/10$

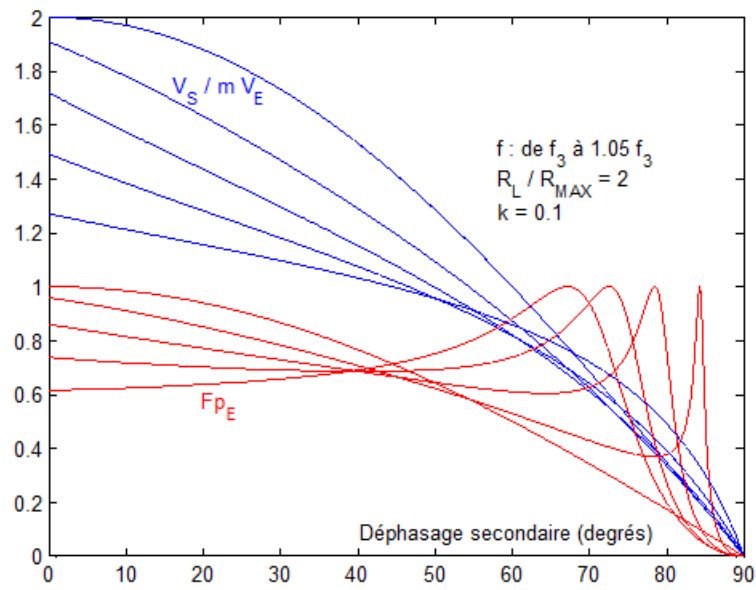


Figure 4-9: Gain en tension et facteur de puissance au primaire dans le mode 3 pour $P_{MINI}/2$

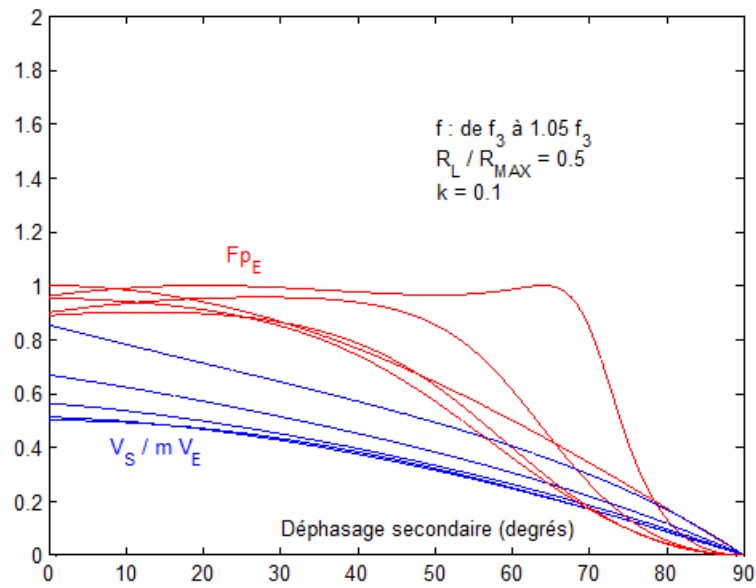


Figure 4-10: Gain en tension et facteur de puissance au primaire dans le mode 3 pour $2P_{MINI}$

Les courbes confirment que la tension de sortie peut être réglée dans une certaine fourchette par action sur le déphasage secondaire au détriment des deux facteurs de puissance. Elles mettent également en évidence une possibilité d'optimiser les facteurs de puissance en choisissant la fréquence de manière adéquate.

Cette dernière remarque nous a incité à symétriser les contraintes : faire en sorte que les deux facteurs de puissance soient les mêmes pour que les convertisseurs se partagent mieux les pertes. Nous en revenons ainsi à cette notion de symétrie qui a mené au mode 1 et au concept de recopie de tension. Or rien ne s'oppose à utiliser le mode 3 en cherchant à réguler la tension de sortie autour de la tension d'entrée au rapport de transformation près.

Dans ce cas particulier du mode 3, la fréquence est imposée au primaire, la tension de sortie est imposée égale à m fois la tension d'entrée (ou du même ordre si la tension d'entrée n'est pas connue en temps réel dans le véhicule) en agissant sur le déphasage φ_s . Ainsi, les déphasages φ_s et φ_E résultant de la consigne de tension ($V_s = mV_E$) et de la fréquence imposées doivent demeurer identiques. Il doit par ailleurs être possible de maximiser les facteurs de puissance par le choix de la fréquence.

Le diagramme de Fresnel de la Figure 4-11 est construit suivant ce principe. Il est totalement symétrique, ce qui suppose l'équivalent de la recopie de tension. Les commentaires en marge de la figure font état de la pulsation $\omega_3 = 2\pi f_3$. Choisir la fréquence f_3 présente en effet un double avantage :

- Elle est indépendante du couplage ; il s'agit de la fréquence de résonance qui ne dépend que des inductances propres des bobines et des condensateurs et peut facilement être prédéterminée.
- Si le mode 1 est mis en œuvre pour couvrir la plage de puissance descendant jusqu'à P_{MINI} , il suffira de conserver la fréquence f_3 atteinte à P_{MINI} en passant au mode 2 pour des puissances inférieures. Cela évite toute discontinuité.

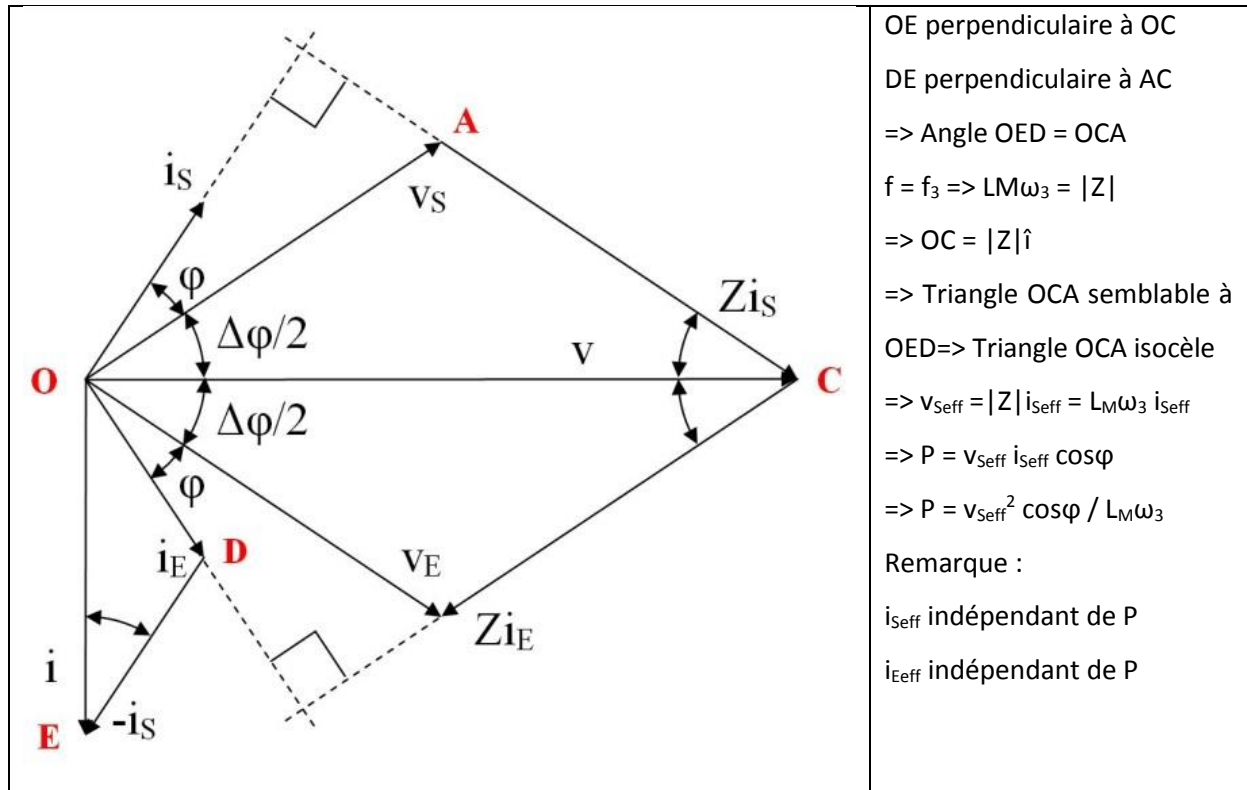


Figure 4-11: Diagramme de Fresnel

Toutefois, la Figure 4-12 montre que les facteurs de puissance pourraient être améliorés en choisissant une fréquence plus proche de la fréquence de résonance haute (celle liée aux inductances de fuite).

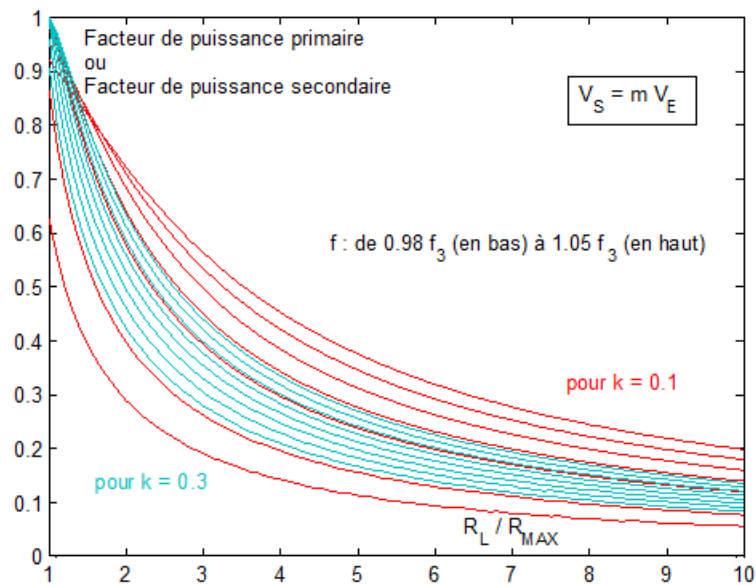


Figure 4-12: Facteurs de puissance dans le mode 3 particulier

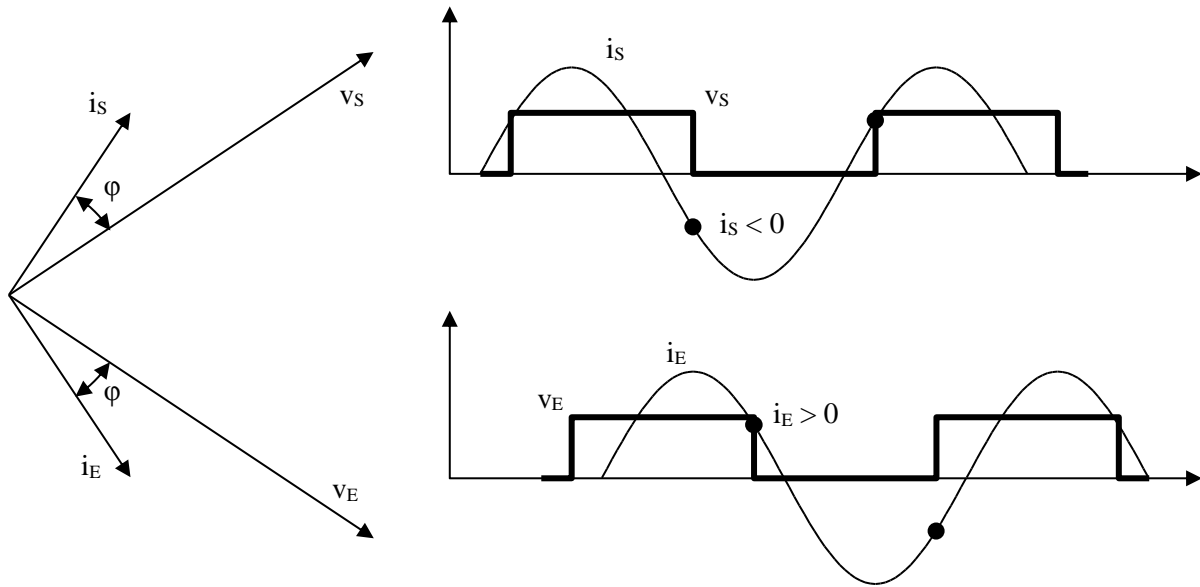


Figure 4-14: Commutations dures imposées par le mode 3 particulier

4.2.3 Mode 4 de fonctionnement

Dans ce mode, le déphasage φ_E est imposé au primaire. N'importe quelle valeur pourrait être imposée mais nous pensons a priori qu'annuler ce déphasage est le plus judicieux et le plus simple à réaliser. D'autre part, la tension de sortie est imposée à une certaine valeur en agissant sur le déphasage φ_s . Autrement dit, le déphasage φ_s résulte du déphasage φ_E et de la consigne de tension V_s . La fréquence de fonctionnement résulte aussi des mêmes choix. Pour ces conditions, la Figure 4-15 donne l'évolution du gain en tension et du facteur de puissance au secondaire en fonction de la charge, en-deçà de P_{MINI} .

Cette figure atteste que la tension V_s peut être régulée dans de larges proportions mais demeure inférieure à mV_E . Ce serait un premier problème si le mode 4 était choisi pour relayer le mode 1. Le second problème touche au facteur de puissance secondaire : par comparaison à la Figure 4-12, il est clair que dans une même bande de fréquence (par exemple de $1.01 f_3$ à $1.05 f_3$), le facteur de puissance relatif au mode 4 est bien inférieur à ceux du mode 3 particulier.

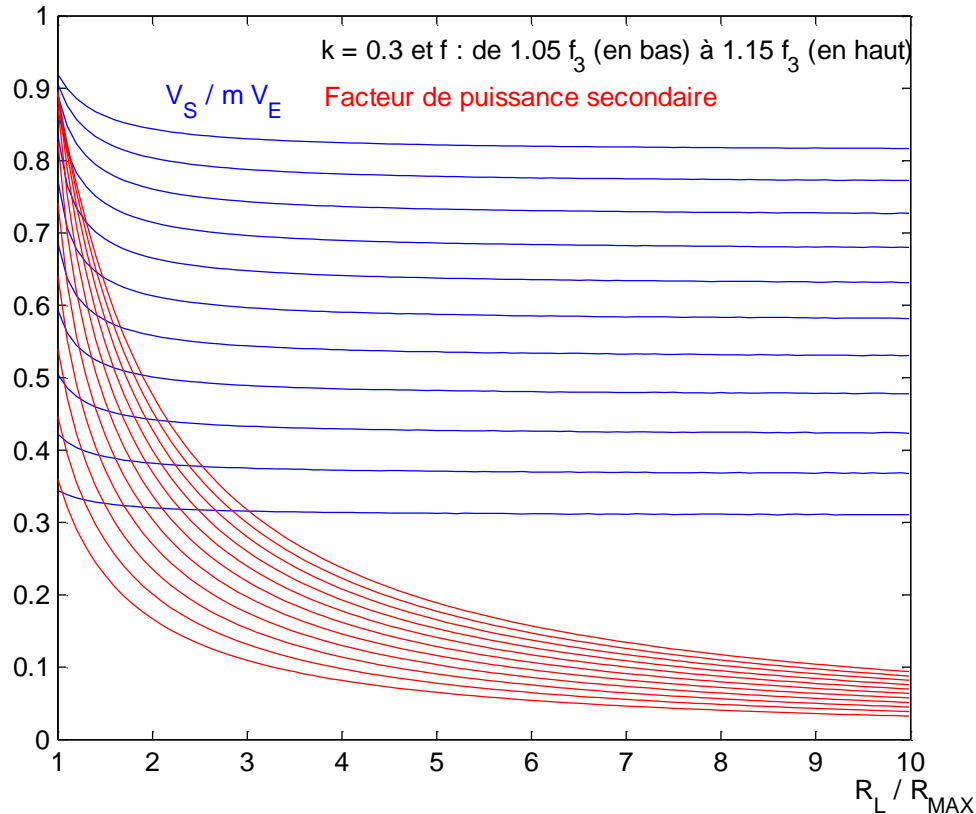


Figure 4-15: Gain en tension et facteur de puissance au secondaire dans le mode 4

4.3 Comparaison des modes de fonctionnement et solutions retenues

Nous avons retenu le mode 1 pour couvrir la gamme de puissance $P_{MINI} - P_{MAXI}$. L'objet de ce paragraphe est essentiellement de sélectionner l'autre mode à mettre en œuvre en dessous de P_{MINI} . En résumé de ce qui précède et de ce qui est concevable :

- Le mode 2 consiste à imposer la fréquence au primaire et à utiliser un redresseur synchrone au secondaire. En imposant par exemple la fréquence qui permet d'obtenir P_{MINI} dans le mode 1, le passage d'un mode à l'autre se fait alors sans discontinuité ; de plus les deux facteurs de puissance sont idéaux. Rajoutons, comme cela est démontré en annexe, que le rendement est optimal. Si nous ne pouvons pas retenir cette solution, c'est uniquement parce que la tension continue résultante (dans le véhicule) varie beaucoup trop avec la charge. Un régulateur au sol et/ou embarqué serait nécessaire mais son dimensionnement serait très pénalisant.
- Le mode 3 consiste à imposer la fréquence au primaire et à jouer sur le déphasage secondaire pour réguler la tension de sortie. Une option intéressante consiste à imposer une tension de sortie égale à la tension d'entrée (au rapport de transformation près). L'intérêt est de

partager les contraintes équitablement entre les deux convertisseurs (mêmes facteurs de puissance). Une autre option est de choisir la fréquence qui permet d'obtenir P_{MINI} dans le mode 1 pour que le passage d'un mode à l'autre se fasse sans discontinuité. Cette fréquence, indépendante du couplage, peut facilement être prédéterminée. Si la tension d'entrée n'est pas connue dans le véhicule, il est toujours possible de suivre une consigne de tension fixe, égale à la valeur nominale.

- Le mode 4 consiste principalement à imposer un déphasage nul au primaire et à jouer sur le déphasage secondaire pour réguler la tension de sortie. Contrairement au mode 3, l'essentiel des contraintes imposées aux convertisseurs est localisé au secondaire, dans le véhicule. Entre les deux modes, nous préférons le troisième pour cette raison.
- Le mode 5 consiste à imposer un déphasage nul au primaire et à imposer la fréquence. Celle-ci ne peut donc l'être qu'au secondaire. Ce mode n'a pas été analysé. Il a été écarté pour les mêmes raisons que le mode 2 : la tension varie beaucoup trop dans le véhicule en fonction de la puissance appelée.
- Le mode 6 consiste à utiliser un pont de diodes ou un redresseur synchrone au secondaire et à asservir la tension continue au secondaire en agissant sur le déphasage primaire. Ce mode n'a pas non plus été étudié car il imposerait une transmission d'informations entre la route et le véhicule.

4.4 Impact de la dispersion des composants

L'étude réalisée implique d'avoir les mêmes fréquences d'accord pour les circuits primaire et secondaires. Or, il est impossible d'atteindre cet objectif en pratique, à cause de la tolérance des composants, de leur vieillissement ou encore des variations en fonction de la température. Il subsistera nécessairement une différence entre la pulsation de résonance ω_1 du circuit primaire celle du circuit secondaire notée ω_2 .

Ce désaccord entre circuits revient à considérer que si un des circuits est accordé à une pulsation ω_0 , l'autre est accordé à une fréquence $\omega_0 + \Delta\omega$. Cet écart peut être causé par une variation de la valeur de l'inductance et/ou du condensateur résonnant, au primaire comme au secondaire. Pour simplifier les calculs, on considère que le circuit résonnant de référence est le secondaire ($\omega_2 = \omega_0$), l'écart $\Delta\omega$ étant appliqué au primaire. L'impédance complexe totale du circuit de la Figure 4-3 peut-être réécrite en prenant compte de la modification de l'impédance Z_1 (4.11) :

$$Z_T = r_1 + \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2 (r_2 + R_L)}{(1 - X_0)(r_2 + R_L)^2 + (\omega_0 L_2 X_0)^2} + j\omega L_1 \left[X_0 - \frac{\omega_0^2 k^2 L_2^2 X_0}{(1 - X_0)(r_2 + R_L)^2 + (\omega_0 L_2 X_0)^2} + \Delta X_0 \right] \quad (4.10)$$

Avec :

$$Z_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = \omega L_1 \left(1 - \frac{(\omega_0 + \Delta\omega)^2}{\omega^2} \right) = \omega L_1 (X_0 + \Delta X_0) \quad (4.11)$$

Dans ce cas de figure, la partie imaginaire de l'impédance complexe totale vue du primaire n'est plus nulle pour $X_0 = 0$ mais vaut $j\omega L_1 \Delta X_0$. Une application numérique, toujours basée sur le dimensionnement du Tableau 3-1 permet d'observer l'évolution du gain en tension et de la puissance transmise pour un déphasage nul au primaire comme au secondaire (Figure 4-16). Nous ne prendrons pas en compte les pertes dans les enroulements, modélisées par les résistances r_1 et r_2 . Celles-ci se traduisent par une baisse du gain en tension à puissance élevée et une limitation de la puissance maximale transmissible.

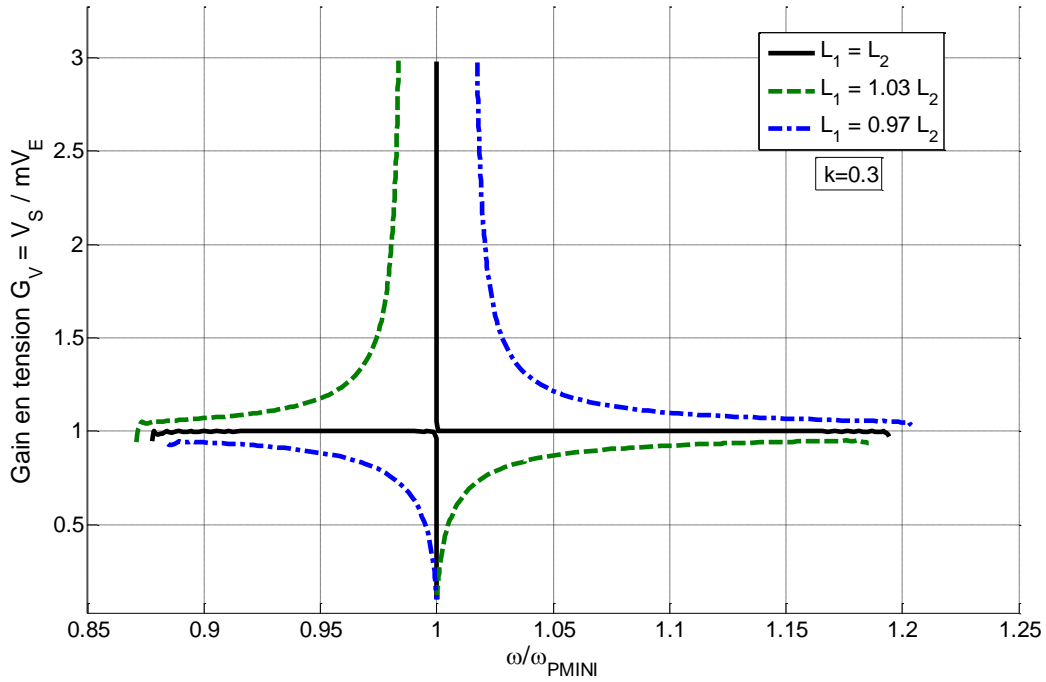


Figure 4-16: Influence de la dispersion des composants sur le gain en tension pour $k=0.3$

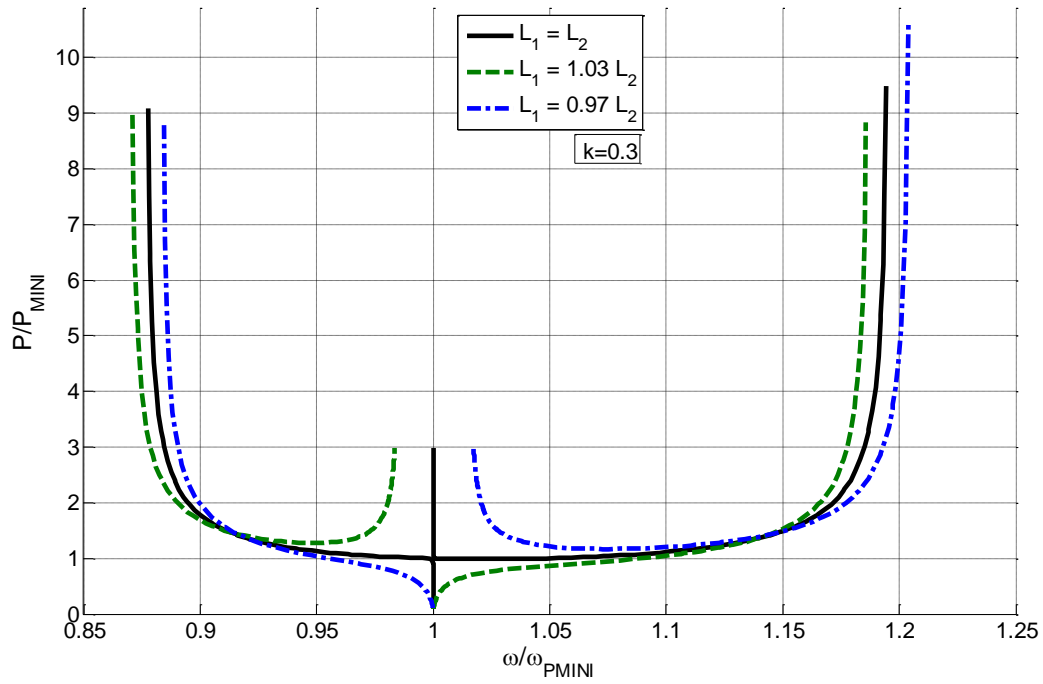


Figure 4-17: Influence de la dispersion des composants sur la puissance transmise pour $k=0.3$

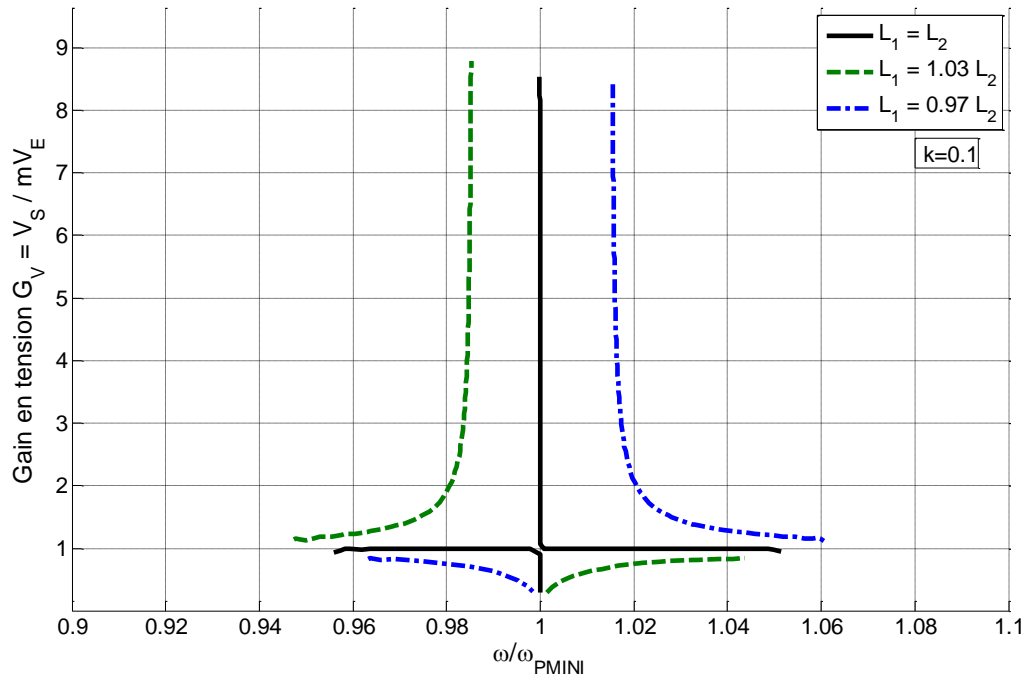


Figure 4-18: Influence de la dispersion des composants sur le gain en tension pour $k=0.1$

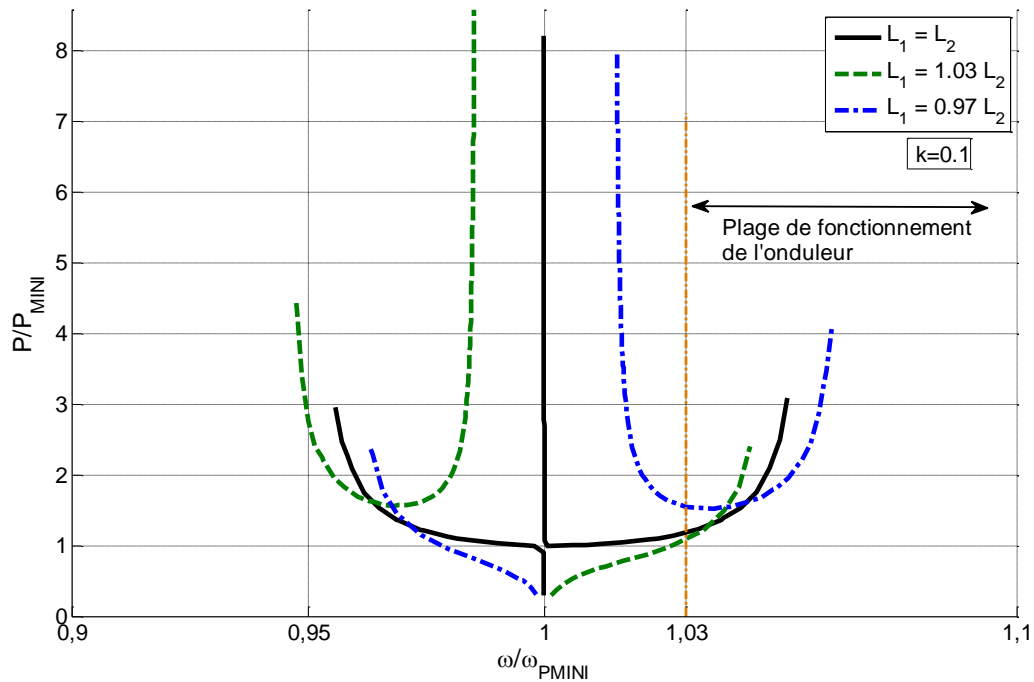


Figure 4-19 : Limitation de la plage de fonctionnement de l'onduleur

Comme attendu, il n'existe plus de point de fonctionnement à déphasage nul à la fréquence f_3 . Selon le signe de l'écart de fréquence, le gain en tension sera soit toujours supérieur à un, soit toujours inférieur, avec une forte variation de ce gain au voisinage de f_3 . La puissance minimale se trouve également fortement affectée, elle est soit atteignable lorsque le gain en tension est faible, soit inatteignable, avec un écart pouvant être important entre la plus faible puissance réellement accessible et celle déterminée théoriquement. Elle est, à titre d'exemple, 50% plus élevée sur la Figure 4-19, qui correspond au point de fonctionnement le plus critique (donc avec une puissance minimale déjà élevée).

Ces constatations nous obligent à imposer une butée en fréquence, non pas au voisinage immédiat de f_3 mais à une fréquence égale à $1,03 f_3$ (pour cet exemple), pour éviter les zones de fort gain en tension (Figure 4-18). Un écart de fréquence de résonance plus important limitera d'autant plus la plage de fonctionnement du convertisseur ainsi que ses performances, en terme de puissance minimale et de qualité de recopie de tension. Si un écart plus important est à envisager, il sera nécessaire d'adapter la butée en fréquence.

Il est donc essentiel d'accorder au mieux les circuits résonnants. Cela passe par une réalisation soignée des inductances, avec une maîtrise de l'ensemble des paramètres géométriques.

4.5 Réalisation d'une maquette de faisabilité et premiers essais

Il est maintenant essentiel de s'assurer que les concepts développés précédemment puissent être mis en œuvre. Nous réaliserons une première maquette de faisabilité à cette fin, basée sur le pré-dimensionnement de la partie 3.5. Seul le mode 1 de fonctionnement, en recopie de tension et pour des fréquences supérieures à la fréquence f_3 sera mis en œuvre. Le mode 3, retenu pour prendre le relais du mode 1 n'a pas été réalisé, au bénéfice du fonctionnement en roulant développé dans le Chapitre 6. La maquette sera d'ailleurs conçue en prévision d'essais avec plusieurs bobines primaires.

Le pré-dimensionnement donné dans le Tableau 3-1 nous donne les valeurs d'inductance et de capacité à obtenir pour respecter les contraintes de puissance minimale et de tension maximale aux bornes des condensateurs. Les circuits résonnants primaire et secondaire ont été choisis identiques (le rapport de transformation m est donc unitaire) pour faciliter le dimensionnement et la réalisation des composants.

La dimension maximale des bobines est limitée à la fois par l'espace disponible sous le véhicule mais également par les contraintes de réalisation d'une piste intégrant les bobines. Nous avons évalué ce maximum à un carré de 50 centimètres de côté. L'agencement des spires des bobines est obtenu par un calcul itératif afin d'atteindre la valeur d'inductance souhaitée, en prenant en compte l'influence de la ferrite expérimentalement. La solution retenue et permettant d'approcher au mieux la valeur calculée lors du pré-dimensionnement est donnée au Tableau 4-2. Une optimisation doit toutefois être envisagée pour maximiser le coefficient de couplage, réduire la longueur de câble de la bobine ou encore rationaliser l'utilisation de la ferrite. Nous noterons que l'inductance propre primaire est légèrement inférieure à celle du secondaire. On se situe donc dans le cas de des courbes bleues représentées

Nombre de spires	7
Agencement	1 couche de 7 spires
Espace entre spires	0 mm
Espace bobine/ferrite	10 mm
Distance entre ferrites	170 mm
Largeur externe câble	5 mm
Dimension extérieure de la bobine	450x450 mm
Inductance propre primaire	63,1 μH
Inductance propre secondaire	64 μH

Tableau 4-2 : caractéristiques des bobines

Afin de limiter les pertes liées aux effets de peau et de proximité, nous utiliserons du fil de Litz. Celui-ci est caractérisé par trois principaux éléments : la section des brins, leur nombre, ainsi que le nombre de brins par torsade. Le nombre de torsades implique des manipulations supplémentaires lors de la fabrication et impactent directement le coût du fil.

La puissance maximale désirée est de 2.5kW sous 60V continu, soit un courant efficace dans chacune des bobines d'environ 42A. Il faut ici trouver un compromis entre la section utile de cuivre et le nombre de torsades.

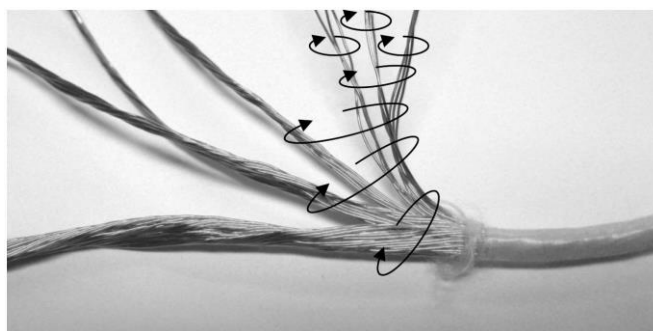


Figure 4-20: Fil de Litz comportant 5 opérations de torsade [42]

Le fil de Litz que nous avons choisi a les caractéristiques suivantes : 0,1mm de diamètre par brins, 5 opérations de torsade (5x5x5x10), pour une section utile de cuivre d'environ 9.82mm² et une section totale de 20mm². La résistance théorique, pour un câble de 12 mètres, est d'environ 20mΩ. La résistance DC mesurée est de 30mΩ. La différence se situe principalement dans la connectique. Cependant, même si ce fil de Litz semble théoriquement bon, les mesures réalisées Figure 4-21 montrent qu'à 100kHz, proche de notre fréquence de travail, la résistance du fil de Litz est 5 fois plus grande que celle mesurée pour un courant continu. Cela peut provenir de la qualité de l'étamage pour souder les connecteurs, de l'agencement des brins dans le fil, des effets de proximité, etc. Sachant que l'essentiel des pertes se situent dans les bobines, il est capital de minimiser leur résistance à la fréquence de travail. Une optimisation reste également à faire sur le type de fil à utiliser.

Nous avons conçu et réalisé notre bobine en nous basant sur la mesure pour obtenir la valeur d'inductance souhaitée, en agissant sur divers paramètres géométriques (distance entre spires, entre bobine et ferrite, dimensions de la bobine, etc). Il nous est impossible de faire de même (en interne) pour les condensateurs résonnants.

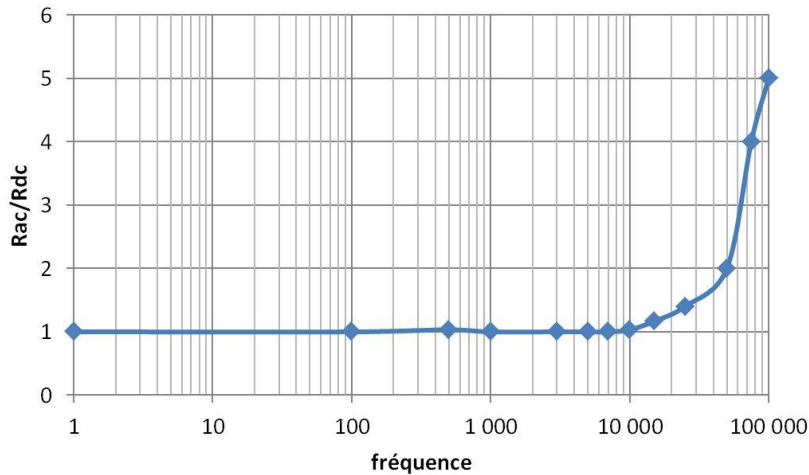


Figure 4-21: Pertes dans le fil de Litz

Compte tenu de la fréquence de travail, nous avons ciblé uniquement les technologies de condensateurs à film polymère (avec ou sans armature) et les condensateurs à base d'isolant céramique. Parmi ces deux technologies, il n'existe pour l'heure aucune référence standard répondant à notre cahier des charges (fréquence, tension, courant, angle de pertes, etc). Cela s'explique simplement : il n'y a, jusqu'à aujourd'hui, pas de marché pour un condensateur ayant ces caractéristiques. L'article [55] résume parfaitement cette situation et démontre que la réalisation d'un condensateur adapté aux contraintes du transfert d'énergie inductif ne présente pas de risque technologique. Pour les besoins de notre maquette, nous avons réalisé une simple association série parallèle de condensateurs polypropylènes standard ce qui nous a conduit à une valeur de 68nF au lieu des 56nF désirés. La puissance minimale devient donc égale à 316 Watts pour un coefficient de couplage de 0,3 et 950 Watts pour un coefficient de couplage de 0,1. La fréquence f_3 de l'inductance propre et du condensateur résonnant passant de 85kHz à 75,35kHz.

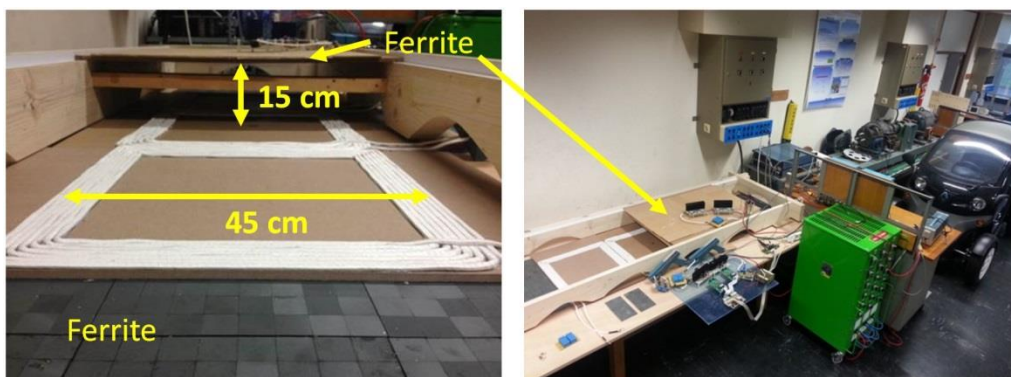


Figure 4-22: Une première réalisation

Nous avons également conçu notre propre onduleur, qui nous permet d'asservir numériquement le déphasage à une valeur proche de 0 en agissant sur la fréquence de commutation. Le principe de

réalisation de la mesure du déphasage est donné dans l'Annexe B. La plage de fréquence de l'onduleur varie de 80kHz à 100kHz. La butée en fréquence à 80kHz permet d'éviter au maximum les gains en tension importants à faible charge et faible couplage, qui apparaissent lorsque la fréquence de fonctionnement optimale se rapproche de f_3 .

Au primaire, une alimentation stabilisée, avec limitation de courant, de 60V et 40A alimente notre onduleur, lui-même connecté à son circuit résonnant primaire. Au secondaire, le circuit résonnant est connecté à un redresseur à diodes débitant sur une charge résistive au travers d'un condensateur de filtrage. Le courant et la tension au primaire sont mis en phase par asservissement numérique du déphasage (Figure 4-23). Au secondaire, ils sont naturellement en phase avec l'utilisation d'un redresseur à diodes. Les deux convertisseurs sont des ponts complets. Il est essentiel, pour corroborer les résultats avec l'étude précédente, d'éviter la présence de toute pièce métallique à proximité immédiate de la maquette. Le cas échéant, les courants de Foucault générés dans ces pièces métalliques (support de table, mur ou sol en béton armé, etc) fausseraient toute comparaison avec la théorie.

Les essais ont été réalisés à pleine tension. Les grandeurs électriques continues sont mesurées des deux côtés par des appareillages analogiques (galvanomètres) ayant une précision d'environ $\pm 3\%$. La fréquence est mesurée directement sur le courant alternatif primaire avec un oscilloscope.

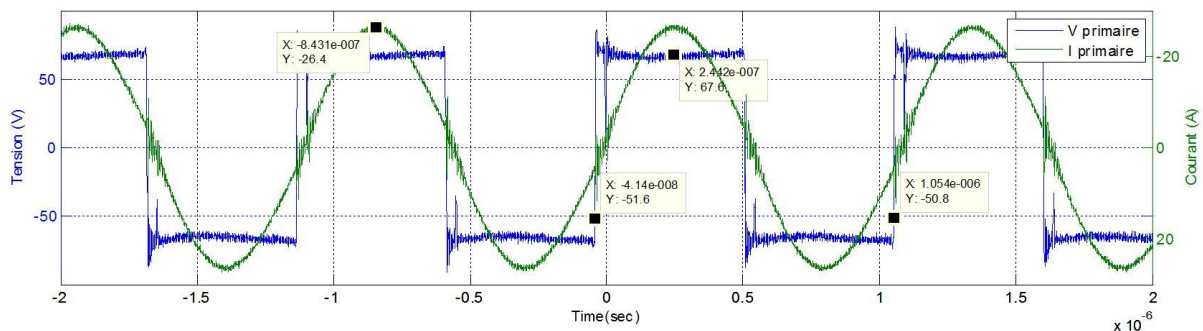


Figure 4-23: Courant et tension de sortie de l'onduleur primaire

Les Figure 4-24 et Figure 4-25 montrent respectivement la puissance au secondaire et le gain en tension. Les courbes vertes font référence au couplage maximum, avec les deux bobines alignées. Le coefficient de couplage mesuré est de 0,332. Cette valeur est légèrement supérieure à celle supposée dans le Tableau 3-1, ce qui va dans le bon sens. Les courbes bleues ont été réalisées avec un décalage de 45° (20 centimètres de décalage longitudinal par rapport au centre de la bobine). Au-delà, la puissance minimale était trop importante et l'onduleur arrivait trop rapidement en butée de fréquence.

Pour chaque valeur de couplage et pour chaque figure, sont représentés plusieurs courbes et points. La courbe en pointillés est le résultat d'une simulation supposant des circuits résonnants parfaitement accordés et prenant en compte le coefficient de couplage réel et les pertes réelles ; la courbe en trait plein est le résultat d'une simulation recalée avec les valeurs mesurées des inductances et capacités au primaire et au secondaire, le couplage réel et la prise en compte des pertes (Figure 4-21) dans le circuit résonnant. Les points de mesure ont été ajoutés à ces courbes.

Les essais réalisés avec notre première maquette valident notre principe de fonctionnement en recopie de tension dans le mode 1. Les pertes dans les circuits résonnants étant des pertes en ligne, elles engendrent des chutes de tension importantes à puissance élevée ; le gain en tension devient très inférieur à 1 (proche de 0,75 à la puissance maximale, Figure 4-25). Il est évident que des bobines ayant un meilleur facteur de qualité permettraient d'avoir un meilleur rendement et de plus faibles chutes de tension. Hormis à puissance élevée, le gain en tension reste relativement stable, avec des variations de l'ordre de $\pm 10\%$ autour de la valeur nominale. Les points mesurés sont très proches de la simulation recalée avec les valeurs réelles des composants. Le modèle utilisé est acceptable dans notre cas de figure. (Absence de pièce métallique à proximité immédiate des bobines). Cela n'est pas vrai lorsque les bobines sont installées dans un véhicule. Il est nécessaire dans ce cas d'adapter la modélisation du système.

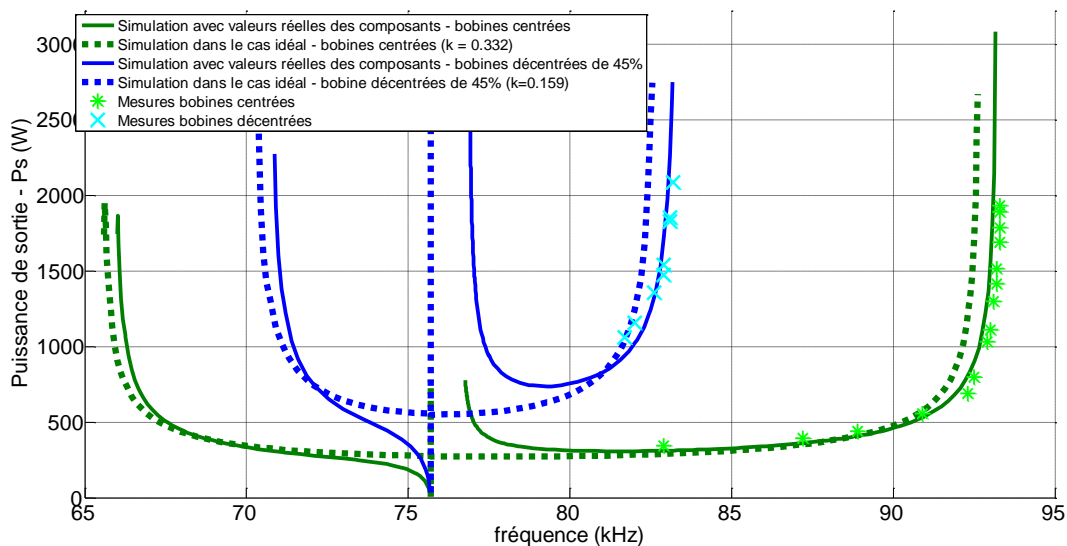


Figure 4-24: Comparaison simulations – mesures (mode 1): Puissance secondaire

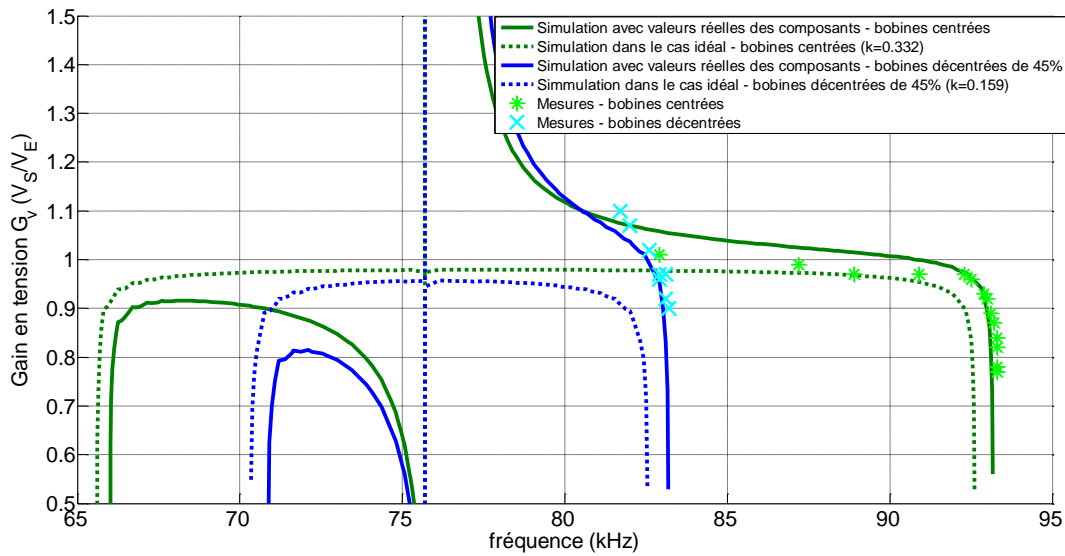


Figure 4-25: Comparaison simulations – mesures (mode 1): Gain en tension

4.6 Conclusion

Le convertisseur, conçu dans le Chapitre 3 autour du concept de symétrie a un fonctionnement optimal dans une gamme de puissance donnée, à concurrence d'une puissance minimale ; c'est ce que nous avons appelé le mode 1 de fonctionnement. Pour le compléter, d'autres peuvent être envisagés mais seront nécessairement moins performants. Le mode 3 se démarque en partageant équitablement les contraintes sur les circuits primaires et secondaires et en permettant de conserver la propriété de « recopie de tension ». Ce mode de fonctionnement est également original et ne se retrouve pas dans la littérature.

Afin de valider notre principe de recopie de tension, mais également dans le but de conduire des essais avec plusieurs bobines primaires, nous avons réalisé une première maquette de transfert d'énergie sans contact. La conception, adaptée à un Twizy, a été menée complètement, depuis le dimensionnement des bobines jusqu'aux essais de puissance. Seul le mode 1 a été implémenté au profit de la conception et réalisation d'une route électrique complète (Chapitre 5). Le mode 3, nécessitant d'avoir un redresseur piloté, n'a pas été testé expérimentalement. Les principaux risques à lever dans cette réalisation étaient la détection des passages par zéro du courant ainsi que la précision de la régulation du déphasage, en agissant finement sur la fréquence.

Les mesures montrent qu'il est possible d'asservir le déphasage à zéro en ajustant précisément la fréquence de commutation de l'onduleur, avec un rapport cyclique de 50%. Elles mettent également

en évidence que les paramètres pris en compte lors de l'étude de cette topologie sont suffisants et permettent d'avoir un modèle précis et des équations de pré-dimensionnement simples.

Nous avons désormais un prototype remplissant certaines des exigences formulées au paragraphe 1.4, à savoir :

- **Fonctionnement avec un entrefer important**
- **Pas de communication entre le sol et le véhicule** à des fins de régulation de puissance
- **Indépendance de la puissance transmise** et de la tension reçue par rapport à la position du véhicule

Notons enfin qu'il existe une retombée potentiellement importante de notre principe (mode 1 et 3) dans le domaine des convertisseurs continu/continu classiques de l'électronique de puissance : l'utilisation d'un transformateur classique en lieu et place du coupleur magnétique rend possible la recopie de tension avec de bien meilleurs performances (puissance minimale très réduite notamment).

Chapitre 5 Alimentation dynamique d'un véhicule électrique

5.1 Principe

Il est ici question de trouver une solution permettant d'alimenter un véhicule électrique continuellement lors de son déplacement au-dessus d'une zone équipée d'un système de transfert d'énergie sans contact ; L'objectif est évident : prolonger l'autonomie, préserver l'état de charge voire charger la batterie d'un véhicule électrique tout au long de son parcours sur un tronçon de route équipé. Cela dépend principalement de la puissance pouvant effectivement être transmise par le système et du profil de route empruntée.

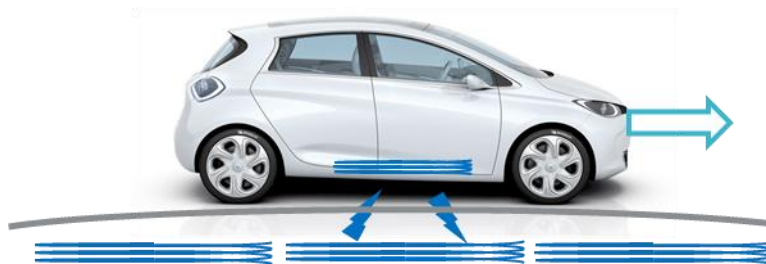


Figure 5-1: principe

Un tronçon de route équipée se décompose en différentes sections, représentées à la Figure 5-2. Il peut être alimenté par exemple par un unique poste source HTB/HTA. Les sections contiennent chacune une multitude de bobines au sol, toutes alimentées par un même poste de distribution HTA/BT. La longueur de ces sections dépendra de la puissance des postes de distribution (généralement 1MVA) et de la puissance à fournir.

Les bobines émettrices seraient enfouies dans la chaussée avec leur électronique ainsi que le câblage de connexion au réseau ; ces ensembles sont représentés en rouge sur la Figure 5-2. Les bobines et l'électronique associée reposeraient dans la couche de liaison de la chaussée, tel que représenté à la figure Figure 5-3, et pourraient être insérées lors d'une rénovation. Cela implique un entrefer supplémentaire de l'ordre de 4cm.

La solution que nous avons imaginée et développée dans le chapitre précédent permet de garder une tension au secondaire relativement constante malgré les variations de puissance et de cou-

plage, dans certaines limites. Il s'agit ici d'être capable de séquencer l'alimentation d'une multitude de bobines au sol au passage du véhicule, en conservant autant que possible les caractéristiques du système que nous avons développé précédemment.

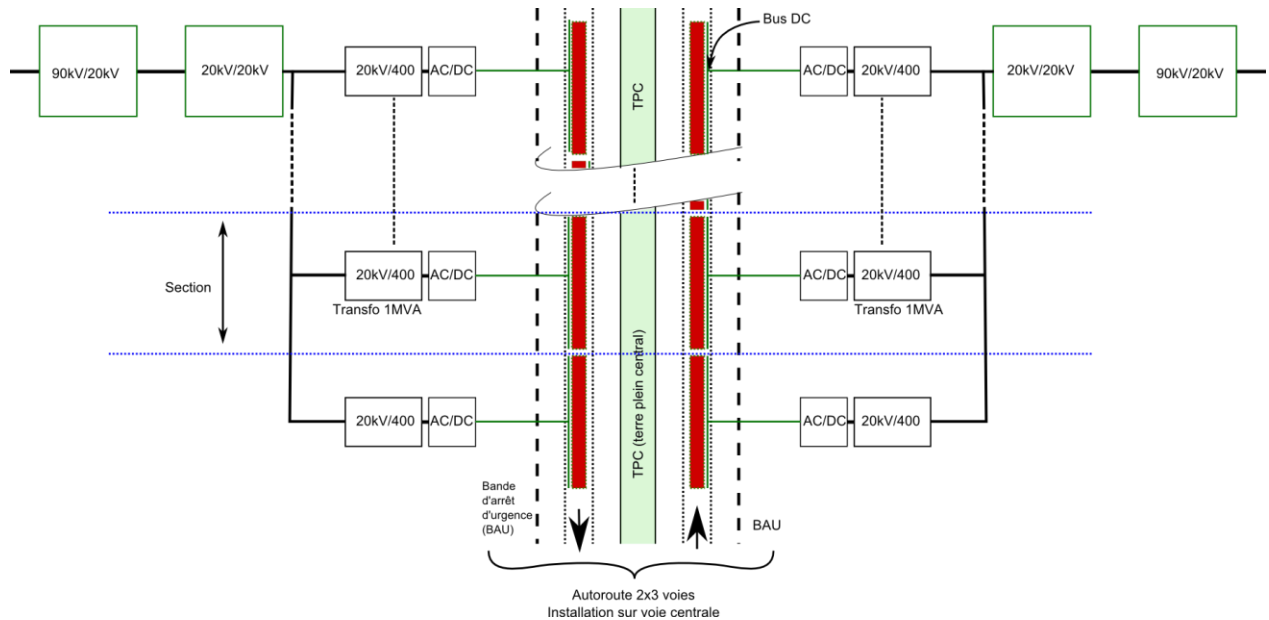


Figure 5-2: Exemple d'architecture électrique d'un tronçon de route

Les contraintes inhérentes à la solution technique retenue imposent d'utiliser **des bobines de taille similaire au sol et dans le véhicule mais également des bobines de taille réduite**, d'une part pour pouvoir s'intégrer dans tous types de véhicules et d'autre part pour éviter de générer des courants induits dans les parties métalliques desdits véhicules, telles que le châssis ou les trains roulants. L'idée est donc de n'alimenter que la bobine au sol étant le plus en regard avec la bobine du véhicule.

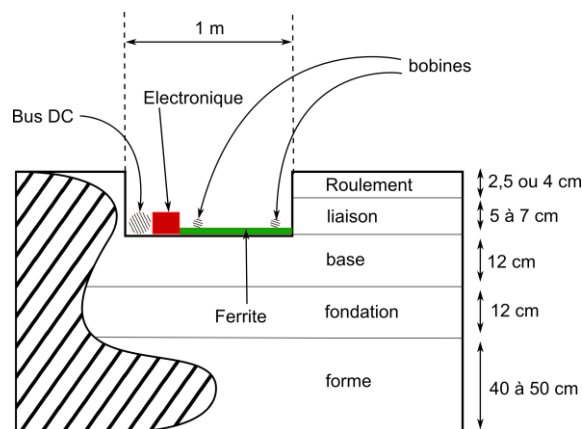


Figure 5-3: Exemple d'intégration dans une route

Ces constatations imposent de fortes contraintes techniques, pour la création d'un tout nouveau système d'alimentation par la route. Il faut notamment être capable de :

- détecter précisément le véhicule afin d'alimenter la bobine au sol correspondante : Fiabilité et précision du capteur de position. Si des voies dédiées sont à proscrire, il faut également s'assurer que les véhicules non compatibles ne soient pas « arrosés » par un champ magnétique.
- Séquencer l'alimentation des bobines au sol pour limiter les pertes de puissance lors de la commutation d'une bobine à l'autre. Rapidité de la commutation d'une bobine à l'autre.
- Alimenter des véhicules circulants aux vitesses légales maximales. (130km/h) : Dynamique de la boucle de régulation très grande devant le temps de passage du véhicule au-dessus de la bobine.
- Alimenter plusieurs véhicules sur une même portion de route équipée : Architecture électrique de la route permettant d'alimenter chaque véhicule de manière indépendante.

Nous ne nous intéresserons pas au volet facturation client d'un tel système, celui-ci relevant plus du modèle économique, non développé dans le cadre de la thèse. Nous pouvons néanmoins considérer que la panoplie d'outils de facturation déjà disponible sera suffisante pour les systèmes de charge par la route.

5.1.1 Dimensions des bobines

Les chapitres précédents ont mis en avant l'importance du couplage entre la bobine primaire et la bobine secondaire alimentée. Ce couplage sera maximal pour des bobines de dimensions similaires. La principale contrainte sur les dimensions des bobines viendra donc de l'intégration mécanique de celles-ci dans un véhicule. Pour un fonctionnement en roulant, le transfert d'énergie doit se faire avec une tolérance longitudinale de 50%. Il est nécessaire de prévoir un blindage adapté à cette caractéristique, avec un débord de la ferrite dans le véhicule de l'ordre de 50% à l'avant et à l'arrière de la bobine. Cela permet d'éviter des pertes par courant de Foucault dans le châssis du véhicule et de limiter les variations d'inductance propre des bobines primaires lors du déplacement du véhicule, en faisant en sorte que la bobine active au sol « voit » le même circuit magnétique (Figure 5-4).

Ce blindage reste à optimiser, que ce soit dans la géométrie ou dans les matériaux employés (poudre de fer, matériaux nano cristallins amorphes, etc), mais le débord est aujourd'hui inévitable.

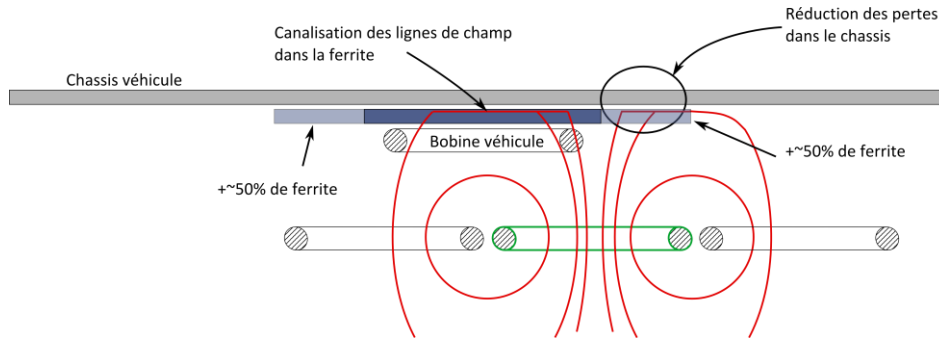


Figure 5-4: Principe du blindage magnétique du véhicule

Cette contrainte d'intégration nous donne une dimension maximale. Une **bobine de l'ordre de 50cm** de côté, nécessitant un espace libre d'environ 1 mètre de longueur sous le véhicule, nous semble réaliste même si aujourd'hui les contraintes d'intégration mécanique sont beaucoup plus fortes pour les systèmes de charge statique (puisqu'ils n'étaient pas prévus à la conception même du véhicule).

5.1.2 Les couplages négligés jusqu'alors

Il existe nécessairement des couplages entre toutes les bobines : celles au sol et celle dans le véhicule. Ces couplages ont été mesurés sur banc d'essais et sont utilisés pour l'ensemble des calculs et simulations. Les mesures ont été réalisées en considérant que le véhicule est parfaitement centré sur sa voie, avec un décalage latéral nul entre les bobines primaires et secondaires. L'ajout d'un décalage latéral aura pour conséquence de réduire le coefficient de couplage. Il en va de même pour l'augmentation de l'entrefer, fixé ici à 15cm entre la bobine primaire et la bobine secondaire.

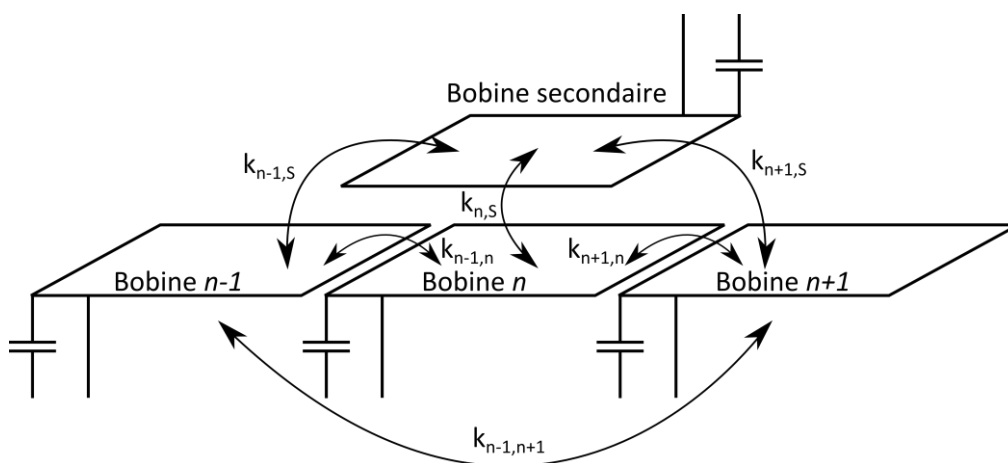


Figure 5-5: représentation d'un circuit multi-primaires

Les mesures ont été réalisées avec de la ferrite aussi bien dans la partie primaire que dans la partie secondaire. Au primaire, la ferrite est étalée sur une bande de 60cm de large et 3 mètres de

longueur. Au secondaire, la plaque de ferrite mesure 60cm de large et 70cm de longueur. Des photos du banc d'essais réalisé pour ces mesures sont à la Figure 4-22.

Les mesures ont été effectuées par la méthode décrite dans Annexe A, avec trois bobines primaires et une bobine secondaire et font ressortir les couplages entre primaires et entre chaque primaire et le secondaire (Figure 5-6).

Le couplage entre une bobine d'indice $n-1$ et une bobine d'indice $n+1$ est pratiquement nul. On note de légères variations de couplage entre bobines primaires adjacentes. Ces variations sont dues à la présence ou non de la ferrite secondaire à proximité.

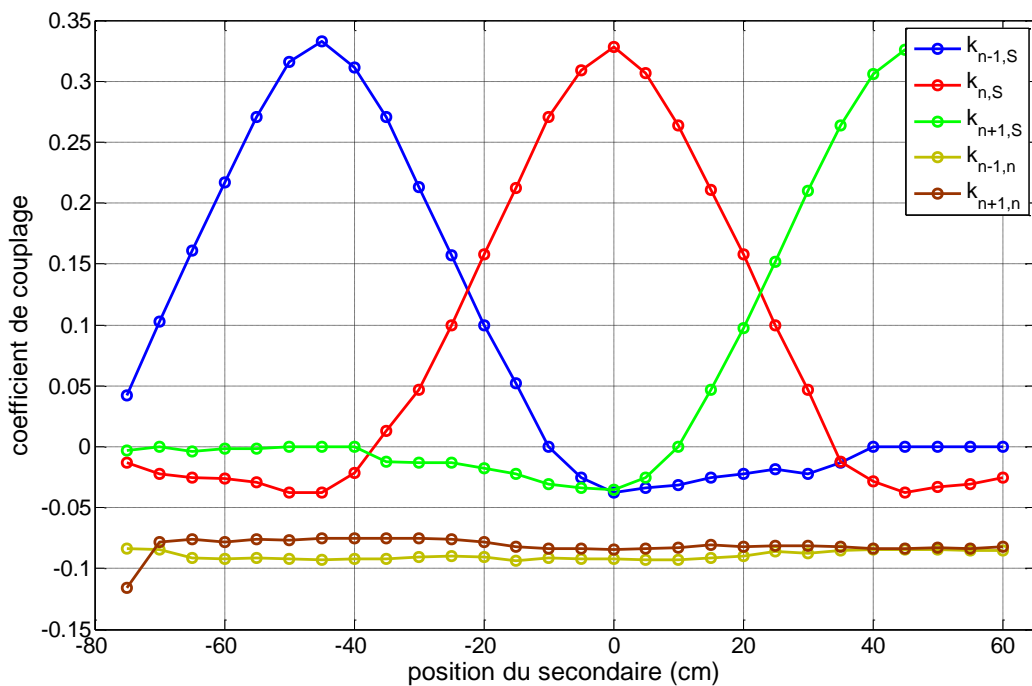


Figure 5-6: Mesure des coefficients de couplage

5.1.3 Détection du véhicule

La détection du véhicule à alimenter est un élément capital du système d'alimentation en roulant, elle en conditionne son bon fonctionnement. Elle doit être robuste, fiable, précise et bon marché (un capteur par bobine), quelles que soient les conditions de son environnement. Elle doit être insensible aux aléas environnementaux (climat, vibrations), ce qui nous amène à écarter d'emblée les solutions à base de capteur capacitif, sensibles à l'eau salée (Figure 5-7) ainsi que tous capteurs optiques (caméra, laser, infrarouge), sensibles aux obstructions du champ de vision (brouillard, saleté, etc).

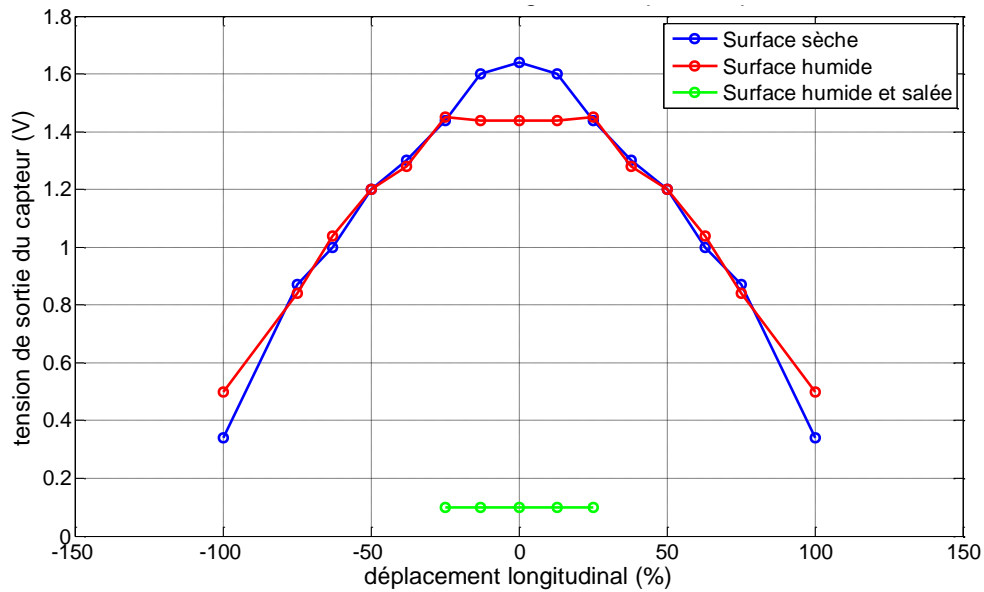


Figure 5-7 : Influence du milieu sur le fonctionnement du capteur capacitif

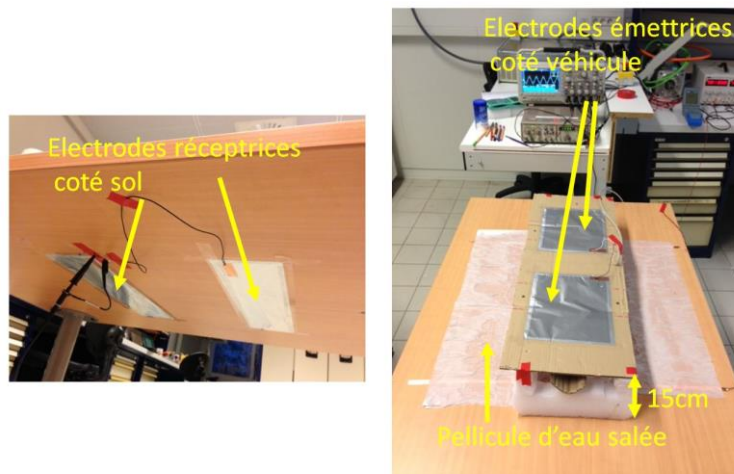


Figure 5-8: essais du capteur capacitif

Il ne reste que les capteurs magnétique, relativement peu sensibles aux conditions climatiques et suffisamment fiables pour détecter précisément la position du véhicule. La mise en œuvre peut se faire par exemple via des capteurs dédiés sous forme de bobines additionnelles dans le véhicule et dans le sol ou encore par émission d'un signal haute fréquence dans la bobine de puissance. L'émetteur, placé dans le véhicule, émet un champ à haute fréquence qui induit une tension dans les capteurs au sol. Le capteur ayant la plus grande tension induite sera celui ayant le couplage le plus important avec l'émetteur et donc le plus proche de ce dernier. Il activera ainsi la bobine de puissance correspondante.

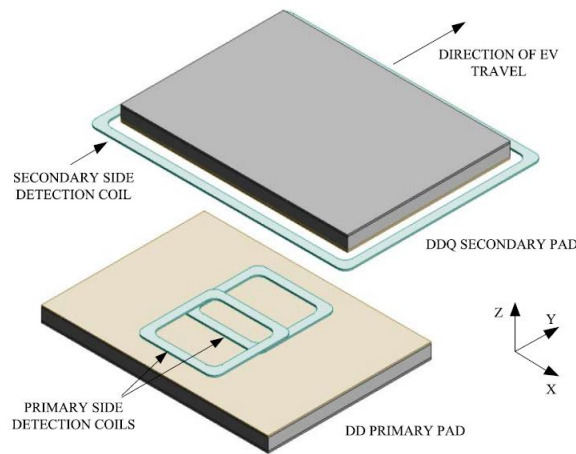


Figure 5-9 : Système de détection du véhicule à trois bobines [56]

Ces solutions à base de capteurs inductifs ont été en partie développées pour les systèmes d'alimentation en roulant existants, notamment par l'université d'Auckland [56] ou encore par Bombardier [57]. Nous nous sommes intéressés à des solutions ne nécessitant pas de capteurs spécifiques et/ou d'émission de signal d'activation à haute fréquence. Une mesure de la variation de l'impédance, ou de la tension induite aux bornes des bobines de puissance primaires (le véhicule émettant des impulsions sur sa bobine de puissance) peut par exemple être envisagée. Nous avons orienté nos travaux sur une **solution sans capteur de position du véhicule**.

5.2 Notre architecture de route électrique

Elle doit permettre de répondre aux contraintes détaillées en début de chapitre. Le fait d'avoir choisi d'utiliser des bobines au sol de faible longueur impose de les alimenter de manière indépendante. Cela mène à deux solutions :

- Un onduleur pour plusieurs bobines primaires : Le système doit sélectionner la bobine à alimenter et il utilise un bus de tension alternative haute fréquence sur toute la longueur de la section, ce qui implique des pertes supplémentaires.

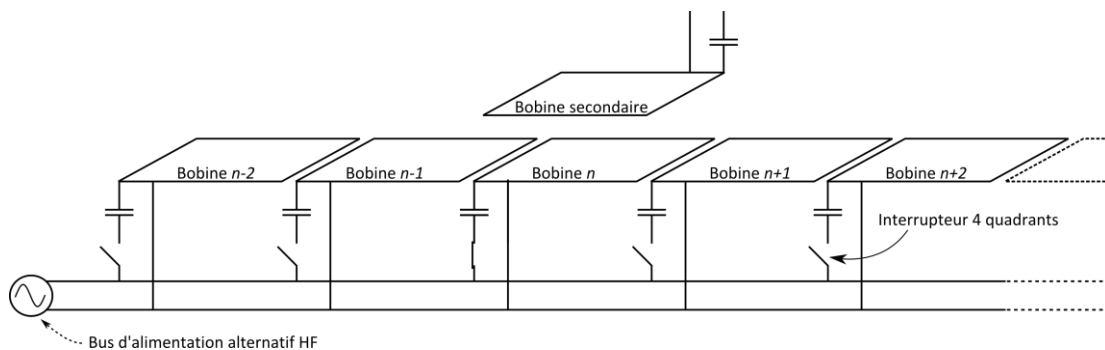


Figure 5-10: Architecture électrique de route avec bus d'alimentation alternatif

- Un onduleur par bobine : Cette solution met en œuvre la distribution d'un bus continu le long d'une section. Des variantes de mise en œuvre peuvent être envisagées, comme détaillé dans [58].

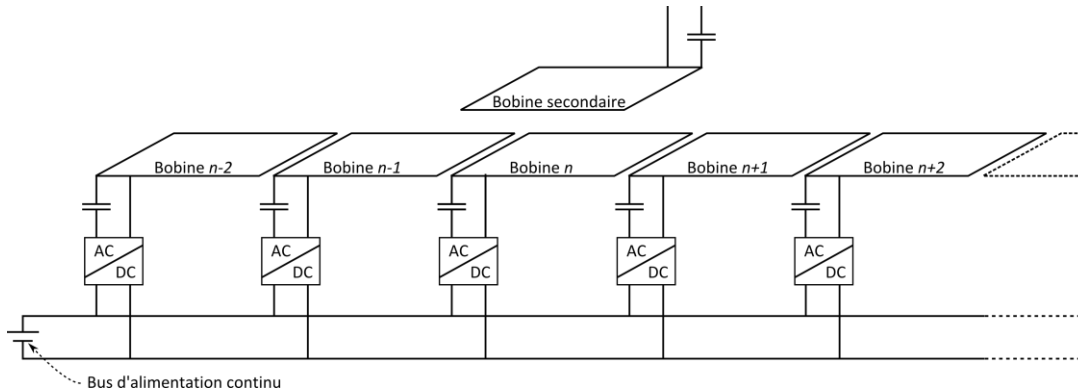


Figure 5-11: Architecture électrique de route avec bus d'alimentation continu

Nous retiendrons la seconde possibilité, en utilisant un onduleur complet et indépendant par bobine, ce qui nous apporte une plus grande souplesse dans la réalisation et les essais. Le nombre de convertisseurs nécessaire suggère un coût important pour un déploiement à grande échelle mais il est possible d'optimiser leur dimensionnement pour en réduire leur volume et leur coût afin de pouvoir les enfouir sous la chaussée. En effet, la puissance unitaire est plus faible. Par contre, l'appel de puissance est alors fortement impulsionnel :

Le délai minimal réglementaire entre deux véhicules est 2 secondes quelle que soit la vitesse. La distance de sécurité correspondante est 73m à 130km/h, 50m à 90km/h, 28m à 50km/h... Ainsi, avec des bobines longues de 50cm, l'alimentation de chacune se fait avec un rapport cyclique de 1% (au maximum) à 90km/h ; bien moins à 130km/h. De plus, comme en témoigne la Figure 5-12, la puissance nécessaire croît évidemment avec la vitesse. Ainsi, les pertes dans chaque onduleur, déjà accrues par le caractère impulsionnel du fonctionnement, tendent à augmenter avec la vitesse qui mène à des impulsions plus brèves et plus intenses. Cependant, l'échauffement des composants à puissance et vitesse maximale n'a pas le temps de varier durant les impulsions ; le système de refroidissement doit simplement être dimensionné vis-à-vis des pertes moyennes.

L'ensemble doit être dimensionné pour les plus gros véhicules envisagés. Le dimensionnement dépend aussi de l'exploitation qui pourrait être faite des bobines au sol : on pourrait ainsi imaginer d'alimenter plusieurs bobines sous un poids lourd ou un véhicule long, on pourrait former des convois de véhicules légers en forme de train (pour réduire la résistance à l'avancement dans l'air)...

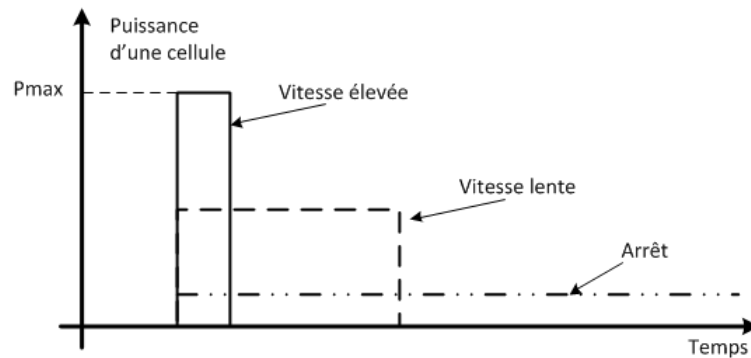


Figure 5-12: Puissance impulsionnelle délivrée par une cellule au sol en fonction de la vitesse du véhicule passant au-dessus

Il y a une autre contrainte : le temps de passage du véhicule au-dessus d'une bobine étant bref, il est nécessaire que la détection du véhicule et le démarrage de l'onduleur soient assez rapides ; il faut aussi que le temps de réponse de l'asservissement (déphasage asservi à zéro) soit compatible avec la vitesse de variation du couplage lors de l'avancement du véhicule. Pour donner un ordre de grandeur, à 130km/h un véhicule parcourt un mètre en 28ms environ ; la durée de fonctionnement d'une bobine au sol longue de 50cm est donc de 14ms. Compte tenu de la fréquence et de la période de découpage envisagées, de l'ordre de 100kHz (10 μ s), il y a au moins 1400 périodes durant le fonctionnement d'un onduleur. Les divers temps de réponse étant en relation directe avec la fréquence de découpage, par exemple 5 ou 10 périodes de découpage pour l'asservissement, le régime établi devrait être atteint suffisamment vite et « durablement ».

On peut donc envisager un dimensionnement spécifique de l'électronique de puissance pour un fonctionnement impulsionnel, avec le refroidissement dimensionné pour la puissance moyenne, afin de réduire son volume et son coût avec éventuellement une loi de déclassement de la puissance en fonction de la température des semi-conducteurs [59].

Le prototype que nous souhaitons réaliser reprend les principes énoncés ci-dessus, mis à part le dimensionnement thermique, qui reste à optimiser pour un cas réel d'enfouissement de l'électronique.

Cela nous conduit au schéma de la Figure 5-13. Le dimensionnement des bobines est basé sur celui réalisé précédemment, avec quelques modifications pour faciliter la conception du prototype. Cette partie sera plus largement détaillée à la fin de ce chapitre.

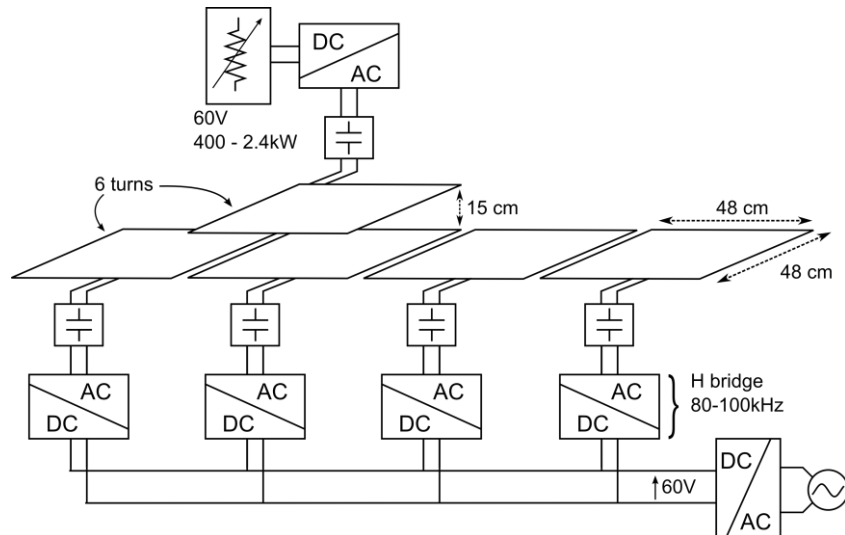


Figure 5-13: schéma de principe du prototype de route électrique

Ce schéma montre qu'il est désormais nécessaire de prendre en compte l'influence de toutes les bobines au sol sur le transfert d'énergie. Cette influence dépend du raccordement de ces bobines aux divers onduleurs et à l'état de ceux-ci. En effet, la bobine au sol sélectionnée, celle la plus en regard avec la bobine du véhicule, doit être alimentée comme nous l'avons prévu (modes 1 et 3) mais il existe plusieurs options pour les autres :

- déconnecter complètement chacune par un interrupteur statique : ces bobines n'auraient alors aucune influence puisqu'elles ne seraient pas parcourues par un courant mais les interrupteurs devraient supporter une tension induite.
- imposer le blocage à tous les transistors composant les onduleurs connectés à ces bobines : il ne s'agirait pas d'une déconnexion complète comme précédemment puisque les diodes des onduleurs entreraient en conduction à partir d'un certain niveau de tension induite ; le résultat pour le bus continu embarqué reste à déterminer.
- alimenter un certain nombre de ces bobines, les plus près de la bobine sélectionnée, avec la même logique que pour la bobine sélectionnée (par des onduleurs synchrones pilotés en fréquence) : comme précédemment, le résultat pour le bus continu embarqué reste à déterminer.
- imposer la conduction à deux des transistors composant les onduleurs connectés à ces bobines : les bobines se retrouvent alors en court-circuit sur les condensateurs de résonance ; nous parlerons abusivement de « bobines en court-circuit » : là encore, le résultat pour le bus continu embarqué reste à déterminer.

5.3 Caractéristiques de notre route électrique

Suite à quelques essais préliminaires portant sur la dernière option, celle des bobines en court-circuit, nous avons orienté nos investigations en ce sens. En effet, de meilleurs résultats à faible couplage ont été observés sur le banc d'essais en court-circuitant la bobine placée immédiatement après la bobine sélectionnée ; en particulier, la puissance minimale pouvant être atteinte dans le mode 1 semblait avoir diminué sensiblement. Ceci peut s'expliquer qualitativement par une meilleure canalisation du flux magnétique entre la bobine émettrice et la bobine embarquée grâce à la bobine en court-circuit. Nous proposons donc maintenant de caractériser un tel système à partir d'une mise en équations et en s'appuyant sur 3 exemples correspondant à 3 positions relatives entre bobines. Nous terminerons par des essais de validation.

5.3.1 Mise en équations

Tous les circuits résonnants primaires et secondaires sont supposés identiques, donc en particulier accordés à la même fréquence qui dépend des inductances propres. Seules, les inductances mutuelles ne sont pas identiques car elles dépendent des positions relatives. Nous allons en particulier nous intéresser au gain en tension qui ne devrait plus être rigoureusement égal à 1 (recopie de tension inexacte).

La tension aux bornes d'un circuit résonnant se décompose en quatre éléments :

- La tension aux bornes de l'inductance propre et du condensateur résonnant.
- La tension induite par la bobine du véhicule sur la bobine sol (et inversement pour la bobine du véhicule) au travers d'un coefficient de couplage variant en fonction de la position relative de l'une par rapport à l'autre.
- les tensions induites par toutes les bobines environnantes.
- les pertes ohmiques (Nous négligerons les pertes dans les matériaux magnétiques et dans les pièces métalliques du véhicule).

La tension aux bornes d'une bobine d'indice ' n ' s'exprime donc comme étant la somme des tensions aux bornes de l'inductance propre et du condensateur résonnant, auquel s'ajoute la tension induite par la bobine du véhicule au travers d'un coefficient de couplage variant en fonction de la position relative du véhicule par rapport à la bobine, puis les tensions induites par toutes les bobines environnantes, au travers de coefficients de couplage de valeurs considérées comme fixes (Figure 5-6). Le même raisonnement s'applique pour la tension de sortie dans le véhicule. Cela mène aux équations des tensions au bornes des circuits primaires (v_n) et secondaire (v_s) qui suivent (5.1).

$$\begin{cases} v_n = jL_n \omega \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \cdot i_n + j\omega M_{n,S} \cdot i_S + j\omega \sum_{\substack{i \\ i \neq n}} (M_{n,i} \cdot i_i) + r_n \cdot i_n \\ v_S = jL_S \omega \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \cdot i_S + j\omega M_{n,S} \cdot i_n + j\omega \sum_{\substack{i \\ i \neq n}} (M_{i,S} \cdot i_i) + r_S \cdot i_S \end{cases} \quad (5.1)$$

En fonction des principes retenus pour la réalisation de la route, comme la dimension de la bobine secondaire par rapport aux bobines primaires, ces équations peuvent en partie se simplifier.

Nous émettrons les hypothèses suivantes :

1) **Couplage nul entre la bobine primaire d'indice 'n' et les bobines d'indice 'n-2' et 'n+2'.**

La distance entre ces bobines fait que le flux partagé entre celles-ci peut être considéré comme nul. Cela a également pu se vérifier par la mesure (5.1.2).

2) **Couplage nul entre la bobine secondaire et les bobines primaires d'indice 'n-2' et 'n+2'.**

On suppose que la bobine secondaire est en majorité au-dessus des bobines primaires d'indice n , $n+1$ et $n-1$. La bobine secondaire est également considérée comme étant de taille similaire aux bobines primaires. On supposera donc un flux partagé nul entre ces bobines compte tenu de la distance les séparant. Cela se confirme également par la mesure.

3) **Couplage constant entre bobines primaires adjacentes** et identique pour chaque couple de bobines primaires. Cela revient à supposer que l'influence de la ferrite secondaire a un impact suffisamment faible sur les inductances propres primaires pour la négliger.

L'ensemble des hypothèses retenues sont synthétisées ci-dessous :

$L_n = L_{n+1} = \dots = L_{n+x} = L_P$	Inductances propres primaires	
$C_n = C_{n+1} = \dots = C_{n+x} = C_P$	Condensateurs résonnants primaires	
$r_n = r_{n+1} = \dots = r_{n+x} = r_P$	Résistances des enroulements primaires	
$M_{n,n+1} = k_{n,n+1} L_P$	Inductance mutuelle entre deux primaires consécutifs	(5.2)
$M_{n,n+2} = 0$	Inductance mutuelle entre deux primaires distants	
$M_{n,S} = k_{n,S} \sqrt{L_P L_S} = L_P k_{n,S} m$	Inductance mutuelle entre un primaire et un secondaire	
$k_{n-1,n} = k_{n,n+1} = k_P$	Coefficient de couplage entre deux primaires	

Avec :

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_P C_P}} = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}} \\ X_0 = \begin{pmatrix} 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \\ \omega^2 \end{pmatrix} \\ m = \sqrt{\frac{L_S}{L_P}} \end{cases} \quad (5.3)$$

Pour simplifier l'écriture des équations, nous ignorerons dans ce qui suit les résistances r_P et r_S représentant les pertes par conduction dans les enroulements pour analyser clairement les propriétés de notre nouveau système.

Nous avons vu précédemment que les bobines peuvent être dans plusieurs états : alimenté par son onduleur, en « court-circuit résonnant », en circuit ouvert, etc. Nous cherchons ici à profiter du courant induit dans les bobines adjacentes à la bobine alimentée pour en déduire le séquençement de l'alimentation des bobines. C'est pourquoi nous nous orientons vers la mise en court-circuit des bobines « inactives ». Néanmoins, ces mises en court-circuit vont créer un courant induit dans l'ensemble des bobines, pour peu que l'une d'entre elle au moins soit accolée à une bobine active. Ce courant induit provient du couplage entre primaire et se propage de la bobine active jusque dans l'ensemble des bobines en court-circuit résonnant. Nous éviterons cette propagation en imposant un court-circuit résonnant uniquement aux bornes des deux bobines en amont et en aval de la bobine active, les autres restants non pilotées. L'élaboration d'un algorithme permettant de gérer les trois états des bobines (actif, court-circuit, circuit ouvert) est indispensable au fonctionnement de ce système.

Dès lors, on peut réécrire les équations (5.1) pour obtenir l'impédance vue par l'onduleur actif alimentant la bobine d'indice 'n' :

$$\begin{cases} Z_n = -\frac{(L_P \omega X_0 A m)^2 R_L}{R_L^2 + [L_P \omega X_0 B m^2]^2} + j L_P \omega X_0 \left[(1 - 2 K_p^2) - (L_P \omega X_0 A m)^2 \frac{B m^2}{R_L^2 + [L_P \omega X_0 B m^2]^2} \right] \\ i_s = \frac{j L_P \omega X_0 A m (R_L + j L_P \omega X_0 B m^2)}{R_L^2 + [L_P \omega X_0 B m^2]^2} \cdot i_n \end{cases} \quad (5.4)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{n+1,S} = \frac{k_{n+1,S}}{X_0}; K_{n-1,S} = \frac{k_{n-1,S}}{X_0}; K_{a,b} = \frac{k_P}{X_0}; K_{n,S} = \frac{k_{n,S}}{X_0} \\ A = K_{n,S} - K_P (K_{n-1,S} + K_{n+1,S}) \\ B = 1 - (K_{n-1,S}^2 + K_{n+1,S}^2) \end{array} \right. \quad (5.5)$$

Ce système d'équations reste valable pour un fonctionnement avec un seul primaire. Il suffit, pour se ramener dans cette configuration, de considérer que les couplages $k_{n-1,S}$, $k_{n+1,S}$ et k_P sont nuls. Dans ce cas, le coefficient 'A' ne prend en compte que le couplage entre la bobine primaire et la bobine secondaire et le coefficient 'B' est égal 1. En remplaçant ces termes dans l'équation (5.4), on retrouve l'expression de l'impédance complexe vue par l'onduleur actif (4.10) déterminé dans le Chapitre 4.

Le coefficient 'A' reflète l'influence des bobines adjacentes sur le couplage entre le primaire alimenté et la bobine secondaire. Le coefficient 'B' reflète l'influence des bobines adjacentes sur l'impédance du circuit secondaire. À la fréquence de résonance f_0 , la compensation des inductances propres est idéale et les couples $\{L_P, C_P\}$ se compensent parfaitement. Les bobines adjacentes se comportent donc comme des courts-circuits, avec une impédance proche de zéro.

Le fonctionnement en recopie de tension ne peut pas se démontrer par une résolution formelle des équations précédentes en cherchant une solution permettant d'obtenir $V_S = V_E$ avec un déphasage nul entre le courant et la tension primaire d'une part et secondaire d'autre part. Nous nous sommes donc orientés sur une résolution numérique des équations et une analyse du comportement du système en fonction de la fréquence et de la résistance de charge, en corroborant nos résultats avec des essais expérimentaux.

5.3.2 Etude sur trois positions spécifiques

L'objectif de cette étude est, pour chaque position, d'analyser le comportement du coupleur magnétique et de vérifier si le principe de fonctionnement en recopie de tension s'applique toujours avec la présence de bobines avoisinantes en court-circuit. Les résultats de l'application numérique seront ensuite comparés aux mesures réalisées sur banc d'essais. Dans un premier temps, nous ne prendrons pas en compte les différentes pertes dans les circuits.

Les principales grandeurs d'intérêt sont :

- L'impédance vue par l'onduleur primaire alimenté.

- Le gain en tension entre le primaire et le secondaire.
- Le gain en courant entre la bobine ' n ' et les bobines ' $n+/-1$ ' et la bobine secondaire.

Pour chacune de ces grandeurs, qui seront tracées en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de résistance de charge (le redresseur secondaire étant supposé à diodes ou en redressement synchrone), nous repèrerons les points où le déphasage est nul. Ils représentent la zone de fonctionnement envisagée de l'onduleur.

Pour rappel, la solution que nous avons imaginée et conçue pour le système à un seul primaire est de piloter l'onduleur de manière à trouver le point de déphasage nul sur une bande de fréquence donnée, avec une valeur initiale suffisamment élevée pour garantir des commutations à zéro de tension. Une butée en fréquence basse est également programmée à une valeur supérieure à la fréquence de résonance de l'inductance propre et du condensateur f_0 , afin d'éviter les perturbations pouvant être causées par la présence de plusieurs points de fonctionnement à déphasage nul et d'éviter de trop grandes variations du gain en tension à basse puissance (voir Figure 4-16). L'intérêt de ce pilotage est un gain en tension stable et indépendant du coefficient de couplage et de la puissance transmise, à concurrence d'une puissance minimale.

Nous allons vérifier que ce mode de fonctionnement reste valable avec la présence de deux autres primaires résonnant en court-circuit de part et d'autre du primaire actif (alimenté par l'onduleur) et analyser l'impact de ces derniers sur le fonctionnement du système. Nous en déduirons les modifications à apporter sur la commande des onduleurs pour ce cas de figure. Nous nous intéresserons en particulier à la zone de fonctionnement où la fréquence est supérieure à la fréquence propre des circuits.

Trois positions particulières du secondaire seront étudiées. Elles sont repérées par les lettres A, B et C sur la Figure 5-15. L'un de ces trois points à un intérêt particulier puisque il démontrera les performances du système dans le cas le plus défavorable. C'est la position notée A où le coefficient de couplage est minimal entre la bobine secondaire et la bobine n . Il est alors identique entre la bobine secondaire et la bobine $n+1$ ($k_{n,S} = K_{n+1,S}$ ou $K_{nS} = K_{n-1,S}$). Les deux autres positions (centrée et décalée de 33%) sont étudiées pour vérifier la stabilité du transfert d'énergie.

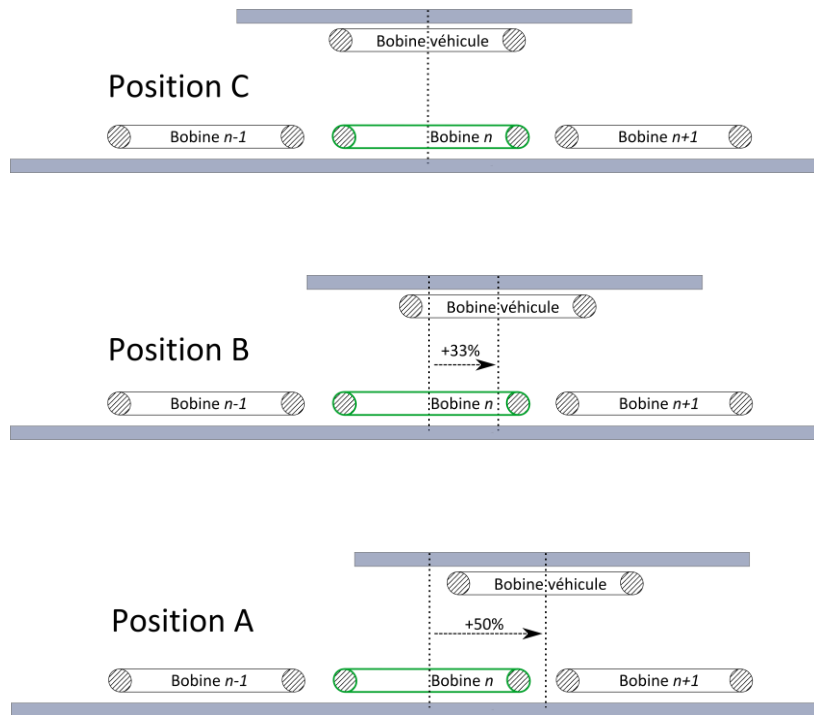


Figure 5-14: Positions étudiées

Les points notés A et A' ainsi que B et B' sont identiques et les résultats sont obtenus simplement en intervertissant les indices $n+1$ en $n-1$. Les positions étudiées sont repérées par les points A, B et C.

Positions étudiées	A	B	C
$k_{n-1,s}$	-0.022	-0.026	-0.036
$k_{n,s}$	0.125	0.212	0.328
$k_{n+1,s}$	0.125	0.052	-0.036
$k_{n-1,n} = k_{n+1,n} = k_p$	-0.08	-0.08	-0.08

Tableau 5-1 : valeurs des couplages aux points étudiés

Nous étudierons dans un premier temps le point noté C avec la bobine secondaire centrée sur la bobine d'indice n . L'objectif est de mettre en évidence l'impact des bobines adjacentes en court-circuit sur la transmission de puissance et de déterminer le fonctionnement optimal dans ce cas de figure.

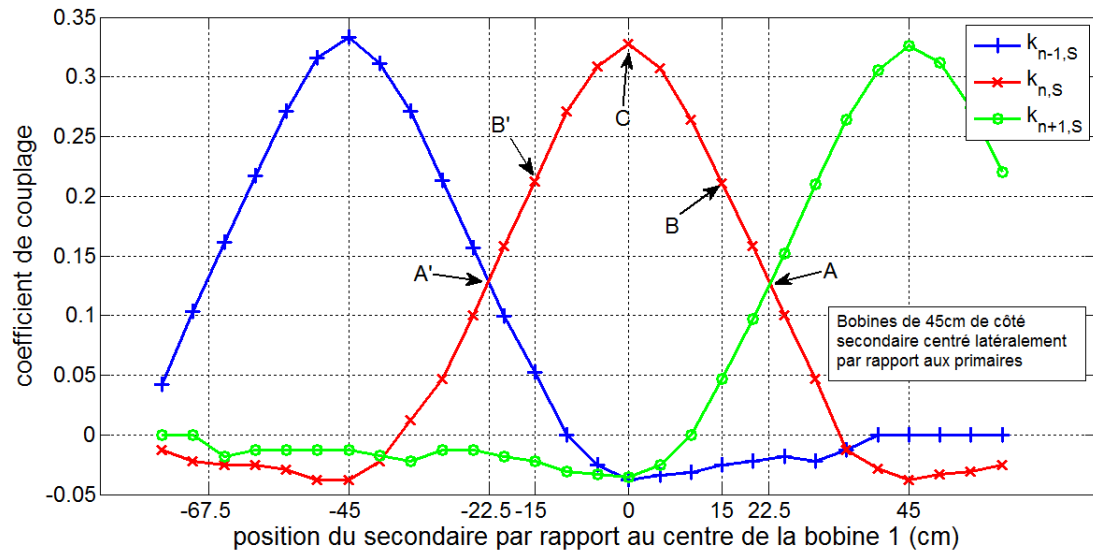


Figure 5-15: couplages mesurés aux points étudiés

Analyse en position centrée

La Figure 5-16 représente schématiquement les principales lignes de champ en jeu dans cette position. Les couplages entre la bobine secondaire et les bobines primaires $n+1$ et $n-1$ ne sont pas représentés sur cette figure car négligeables. Dans cette position, le couplage entre la bobine secondaire et la bobine n , $k_{n,S}$, est maximal. Le couplage entre les primaires crée un courant induit dans la bobine $n-1$ et la bobine $n+1$.

Ces courants induits dépendent principalement de leur couplage avec la bobine alimentée d'indice n et du courant la traversant, ainsi que de la fréquence de fonctionnement de l'onduleur. Si cette fréquence est proche de f_0 , alors les circuits résonnants en court-circuit présentent une impédance très faible, plus faible que l'impédance du circuit secondaire. Dans ce cas, un courant important, circule dans les bobines en court-circuit et la puissance transmise au secondaire chute. Cette constatation se fait d'ailleurs sur l'ensemble des positions. Cela se remarque également sur les équations (5.5) où l'influence des bobines en court-circuit tend vers l'infini lorsque la fréquence de fonctionnement de l'onduleur se rapproche de f_0 .

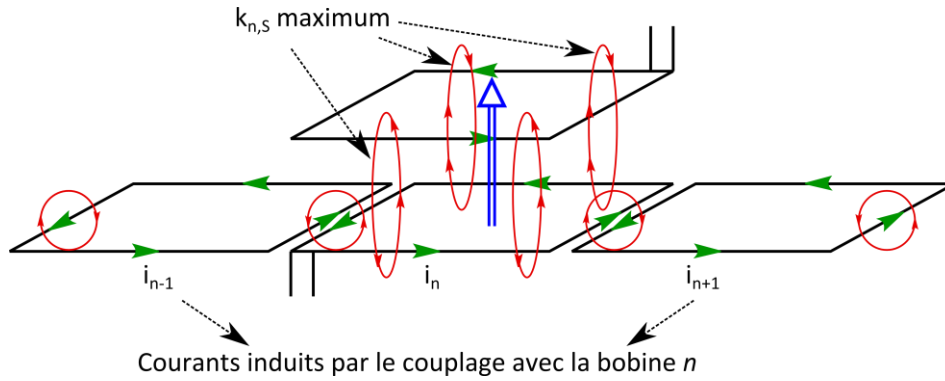


Figure 5-16: schéma de principe de la bobine secondaire en position C

L'application numérique de l'équation (5.4) permet de représenter graphiquement l'évolution des grandeurs en fonction de la fréquence de commutation de l'onduleur primaire, pour différentes résistances de charge R_L . Les points de fonctionnement à déphasage nul sont repérés sur les graphiques suivants par un petit cercle rouge. L'analyse est réalisée au premier harmonique.

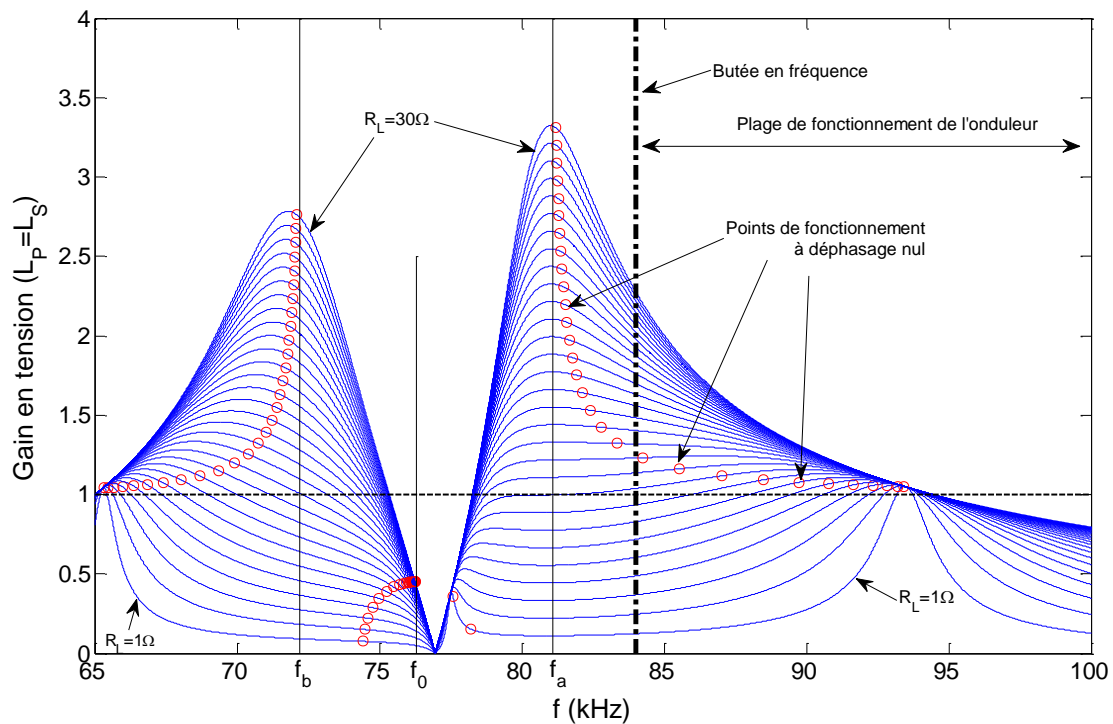


Figure 5-17: Gain en tension en position C

Lorsque la bobine secondaire est centrée sur la bobine primaire alimentée (d'indice n), le gain en tension (Figure 5-17), nous confirme tout d'abord qu'un fonctionnement autour de la fréquence f_0 est impossible. En cause, la faible impédance des bobines primaires en court-circuit. Cela s'observe sur la Figure 5-18 représentant le gain en courant entre la bobine primaire active et celle en court-circuit en amont ou en aval.

La recopie de tension démontrée pour un seul primaire se retrouve ainsi scindée en deux plages de fonctionnement, l'une pour toutes fréquences inférieures à f_b , l'autre pour toutes fréquences supérieures à f_a . Le gain en tension dans ces deux zones est proche de l'unité sauf au voisinage de f_a et f_b . Comme pour le fonctionnement « mono-primaire », on ajoutera une butée en fréquence pour éviter d'avoir un gain en tension important pour de faibles puissances.

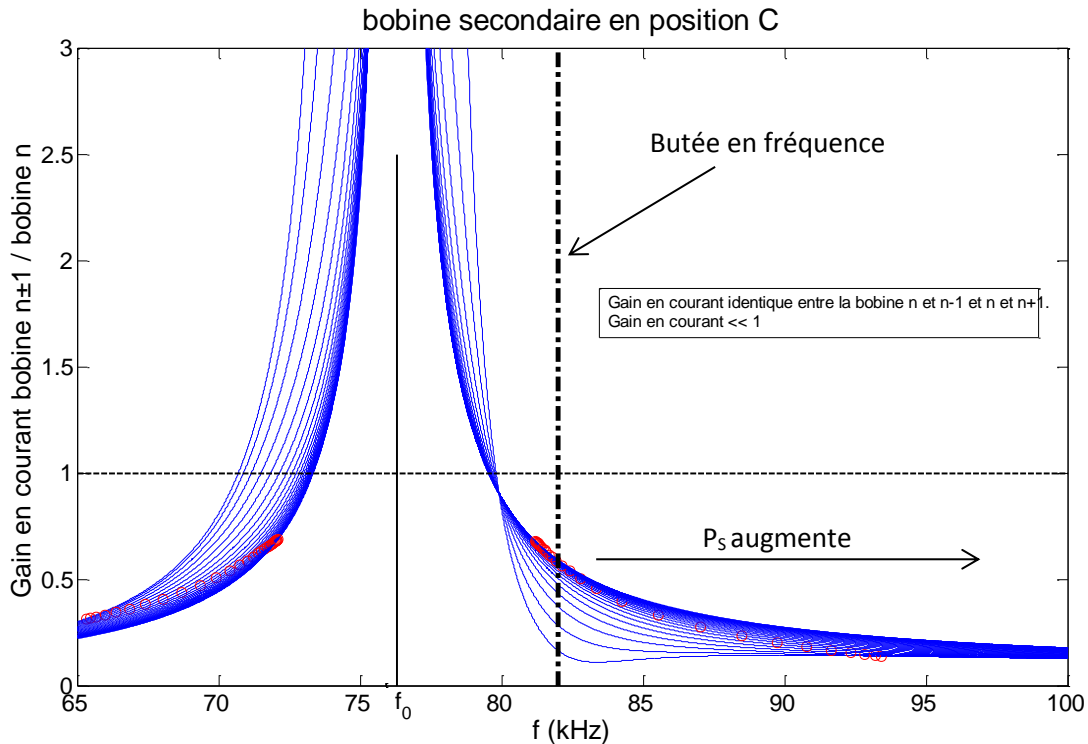
Les fréquences d'antirésonances f_a et f_b correspondent à l'influence des bobines adjacentes en court-circuit de par leur couplage avec la bobine n ; l'amortissement se fait par le circuit secondaire. Ces fréquences sont indépendantes des couplages entre les primaires et le secondaire. Elles sont aisément calculables en considérant le circuit secondaire à vide. Ces fréquences particulières, indépendantes de toute variation de couplage variable avec le secondaire, peuvent donc être prises en compte dans le réglage de la butée en fréquence.

$$f_{a,b} = f_0 \sqrt{\frac{1}{1 \pm \sqrt{2} k_p}} \quad (5.6)$$

Dans le cas particulier où seule la bobine $n+1$ est en court-circuit, la bobine $n-1$ étant maintenue en circuit ouvert, la même analyse peut être conduite. Les courbes y faisant référence sont données dans l'Annexe C.

Dans ce cas de figure, on retrouve toujours une puissance transférée nulle à la fréquence de résonance ainsi que les deux fréquences particulières f_a et f_b qui s'expriment différemment puisque seul un primaire en court-circuit est pris en compte ; on obtient ainsi :

$$f_{a,b} = f_0 \sqrt{\frac{1}{1 \pm k_p}} \quad (5.7)$$

Figure 5-18: gain en courant entre primaires n et $n\pm 1$, en position C

On notera sur la Figure 5-18 que le gain en courant entre bobines primaires est toujours inférieur à un dans la plage de fonctionnement donnée, que le déphasage soit nul (cercles rouge) ou pas. Ce courant circulant dans les bobines en court-circuit entraîne toutefois des pertes supplémentaires, qui ne sont pas proportionnelles à la puissance transmise, ce gain étant décroissant pour une puissance croissante.

Analyse avec décentrage de 33%

Le déplacement de la bobine secondaire fait que le courant induit dans la bobine $n+1$ va légèrement diminuer lorsque $k_{n+1,s}$ se rapproche de 0 puis va croître avec l'augmentation du couplage entre la bobine $n+1$ et la bobine secondaire. En position B, le couplage entre ces deux bobines est positif, le courant dans la bobine $n+1$ va donc augmenter, celui dans la bobine $n-1$ restant relativement stable puisque dépendant principalement du couplage avec la bobine n .

La courbe de gain en tension (Figure 5-19) nous montre que la recopie de tension reste relativement stable, sans être parfaite, dans la zone de fonctionnement de l'onduleur.

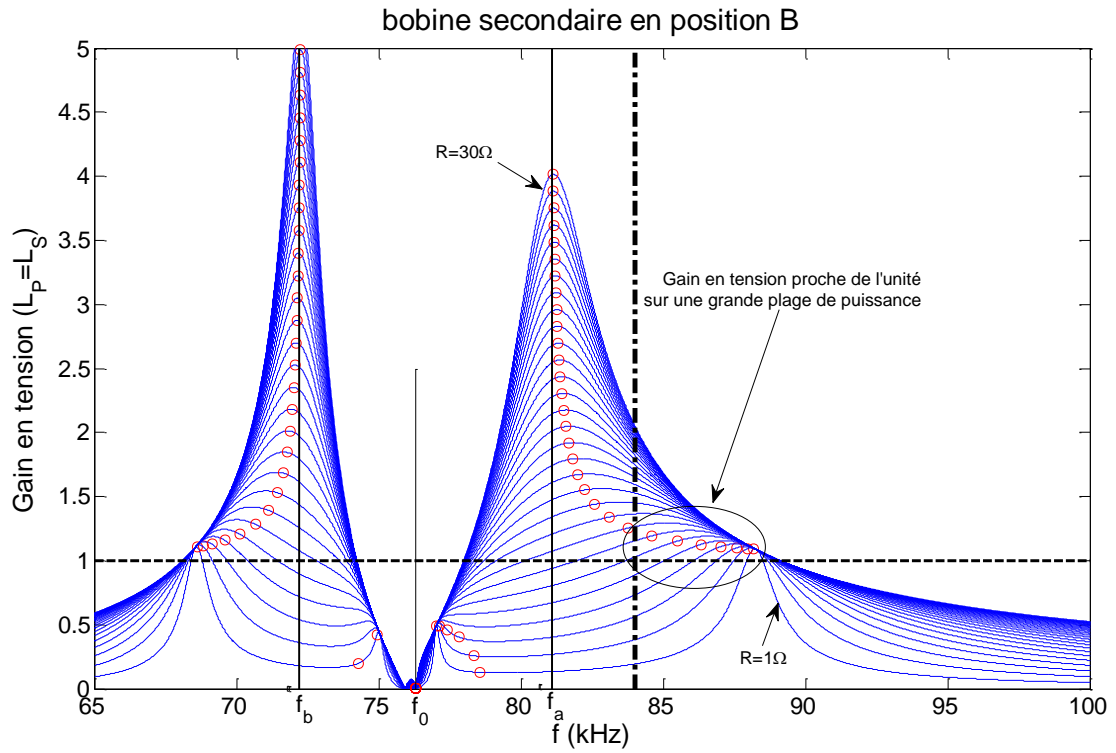
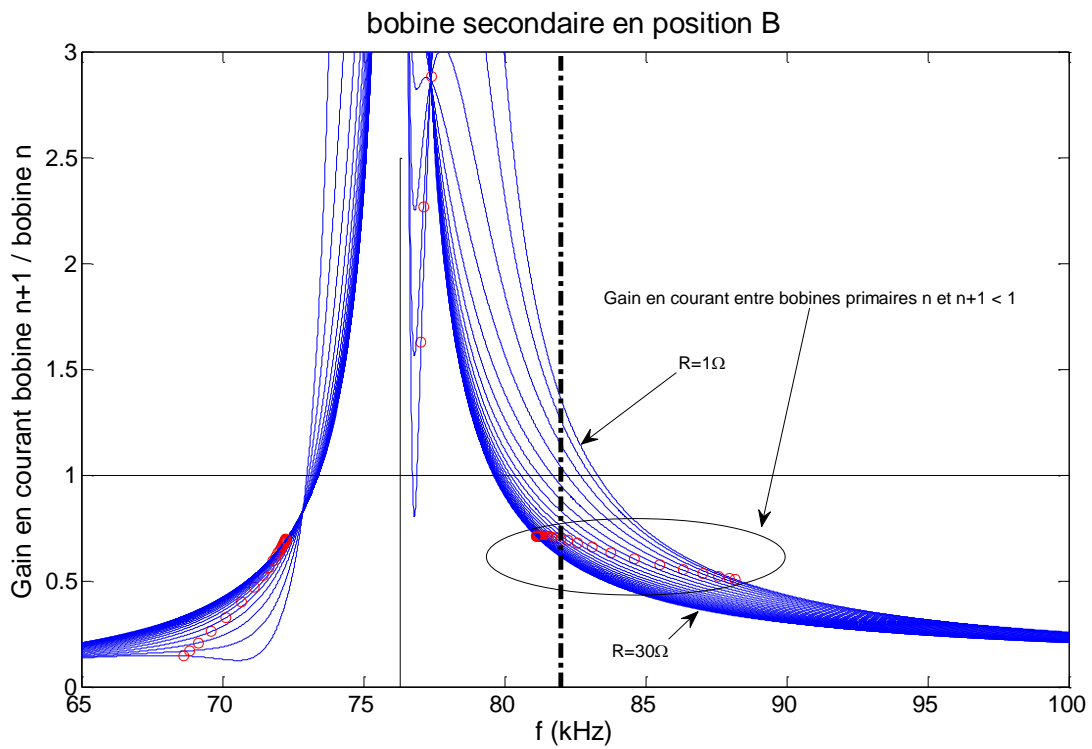
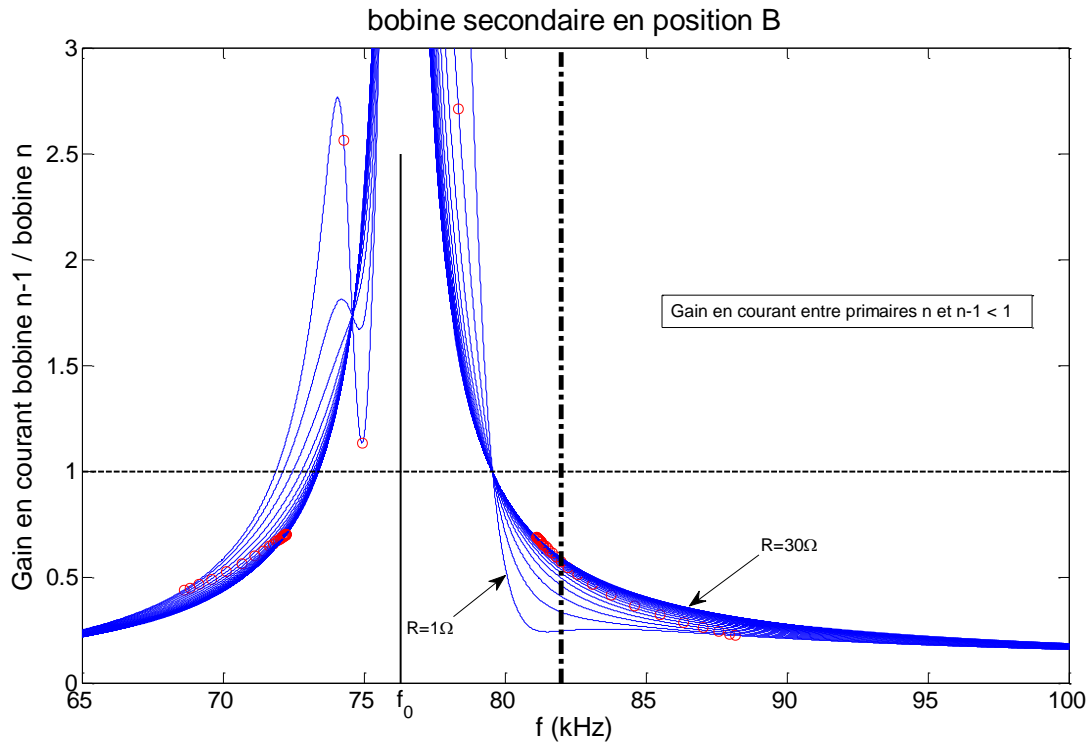


Figure 5-19: gain en tension en position B


Figure 5-20: Gain en courant entre bobine primaires n et $n+1$ en position B

Figure 5-21: Gain en courant entre bobine primaires n et $n-1$ en position B

Le gain en courant entre la bobine primaire active et la bobine primaire $n+1$ de la Figure 5-20 augmente par rapport à la position centrée, ce qui se traduit par une déviation des lignes de champ de la bobine active. Ce gain reste toujours inférieur à l'unité dans la plage de fonctionnement de l'onduleur, de même que pour le gain en courant entre la bobine active et la bobine qui la précède (Figure 5-21).

Analyse avec décentrage de 50%

Le décentrage de 50% est le cas le plus critique, puisqu'il correspond à l'instant de commutation de l'alimentation de la bobine n à la bobine $n+1$, donc au moment où le couplage atteint sa valeur minimale. Dans cette position particulière, les couplages $k_{n,S}$ et $k_{n+1,S}$ sont identiques. Les essais expérimentaux réalisés en laboratoire montrent que, pour une bobine secondaire décentrée de 50% suivant l'axe d'avancement du véhicule par rapport à la bobine primaire d'indice n alimentée, les courants circulant dans les bobines n et $n+1$ sont de même amplitude.

Un début d'explication qualitative s'appuie sur la Figure 5-22. Dans le premier cas de figure, la bobine $n+1$ est déconnectée, comme la bobine $n-1$. La bobine n est alimentée et rayonne un flux magnétique. Une partie de ce flux traverse bien la bobine embarquée mais elle la traverse dans les deux sens : le résultat est un couplage très faible, ce qui se confirme par l'expérience. Dans le second cas de figure, la bobine $n+1$ est raccordée en court-circuit sur son condensateur de réso-

nance. Compte tenu de la loi de Lenz, la bobine $n+1$ doit réagir à toute sollicitation extérieure en devenant le siège d'un courant induit qui s'oppose au flux qui lui a donc donné naissance. Le résultat n'est pas une annulation rigoureuse de ce flux mais une déviation des lignes d'induction émises par la bobine n . L'annulation exacte du flux dans la bobine $n+1$ se produirait si cette bobine était en véritable court-circuit, sans condensateur. Le flux nécessaire à l'alimentation du condensateur peut se refermer dans la partie droite de la figure. De la déviation du flux émis par la bobine n vers la gauche résulte une amélioration du couplage entre cette bobine embarquée. Cela explique la réduction de ce que nous avons nommé la puissance minimale P_{MINI} . Cela explique aussi que le courant induit dans la bobine $n+1$ soit à chaque instant du même ordre de grandeur que le courant dans la bobine n pour que le flux autour des spires adjacentes soit quasi nul.

Deux remarques s'imposent :

- Cette explication qualitative des phénomènes justifie l'apport bénéfique de la bobine $n+1$ en court-circuit. Si la bobine $n-1$ est également en court-circuit sur son condensateur, la déviation du flux pourrait être affectée dans un sens défavorable mais nous pensons que l'influence sur la bobine embarquée est négligeable compte tenu de la distance de cette bobine $n-1$.
- Les mêmes phénomènes physiques se retrouvent lorsque la bobine embarquée fait exactement face à la bobine n . Si la bobine $n+1$ est alors seule en court-circuit, la déviation du flux qui en découle devient forcément défavorable par rapport à une situation initialement idéale (bobines alignées). En particulier la puissance P_{MINI} ne peut qu'augmenter. Par contre, si les bobines $n-1$ et $n+1$ sont toutes les deux en court-circuit, alors la symétrie d'ensemble est à nouveau respectée et le couplage entre la bobine n et la bobine embarquée ne devrait pas être sensiblement affecté.

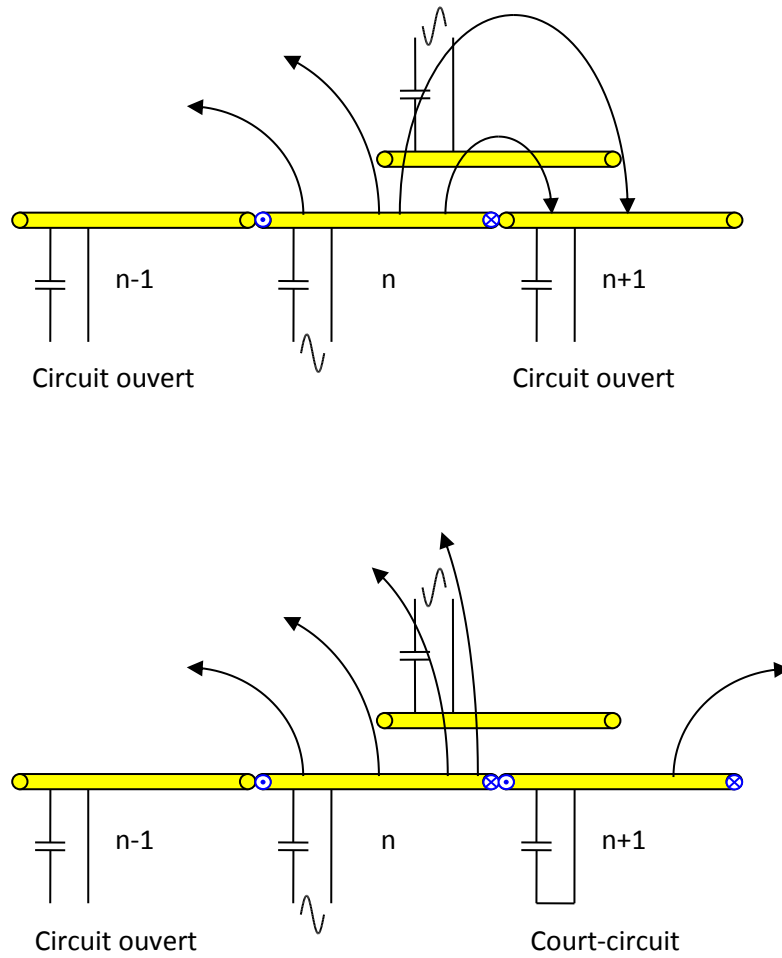


Figure 5-22: Influence du court-circuit d'une bobine adjacente sur son condensateur

Tout cela aurait mérité une justification par simulation numérique de l'environnement magnétique, laquelle reste à mener. Par contre, en nous en tenant à la mise en équations précédemment effectuée et en procédant à une application numérique nous pouvons vérifier que le gain en courant entre la bobine n et la bobine $n+1$ est proche de l'unité (Figure 5-23), sans toutefois être parfaitement égal à 1. Ce phénomène caractéristique peut constituer une condition de commutation d'une bobine à l'autre simplement détectable par une mesure différentielle de courant entre les bobines n et $n+1$. Nous l'exploiterons donc, dans le but d'éviter ainsi tout capteur de position du véhicule, ce qui est un atout non négligeable pour un tel système. Le gain en courant entre la bobine n et la bobine $n-1$ est quant à lui bien inférieur à un (Figure 5-24).

Le gain en tension, dans cette position, devient légèrement inférieur à l'unité (Figure 5-25). La variation de tension au secondaire en fonction de la position est toutefois modérée, sans contrôle spécifique au secondaire et avec une simple régulation de fréquence du côté primaire.

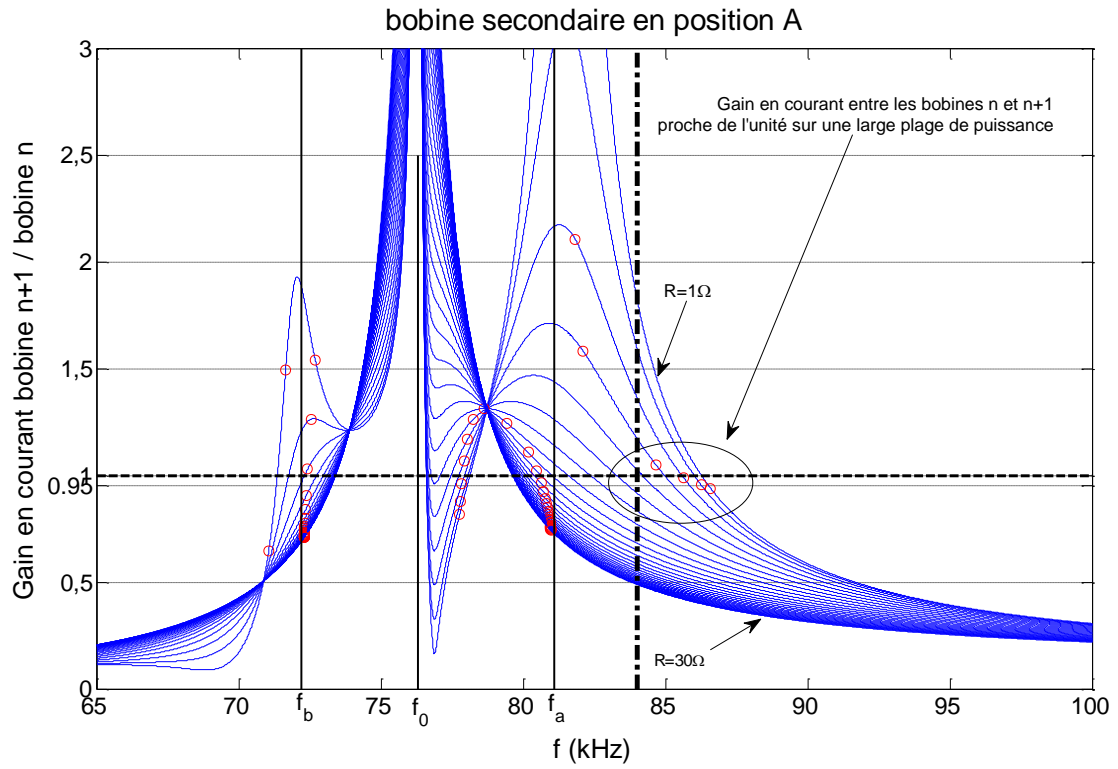


Figure 5-23: Gain en courant entre les bobines n+1 et n en position A

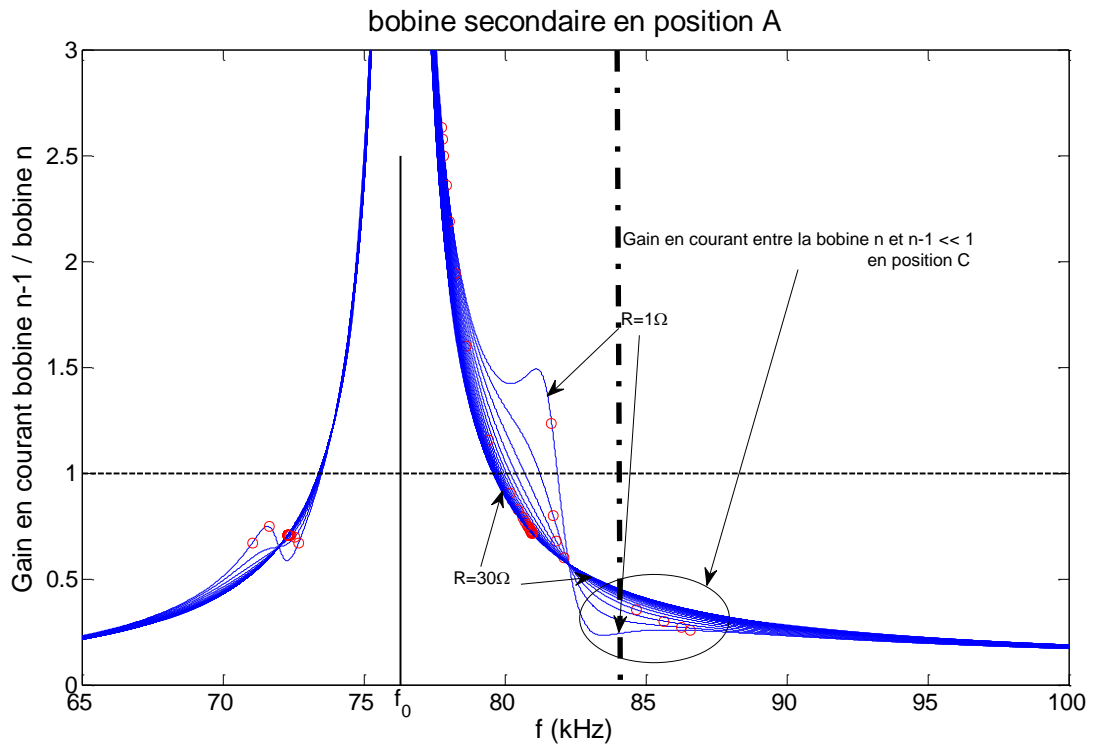


Figure 5-24: Gain en courant entre la bobine n-1 et la bobine n en position A

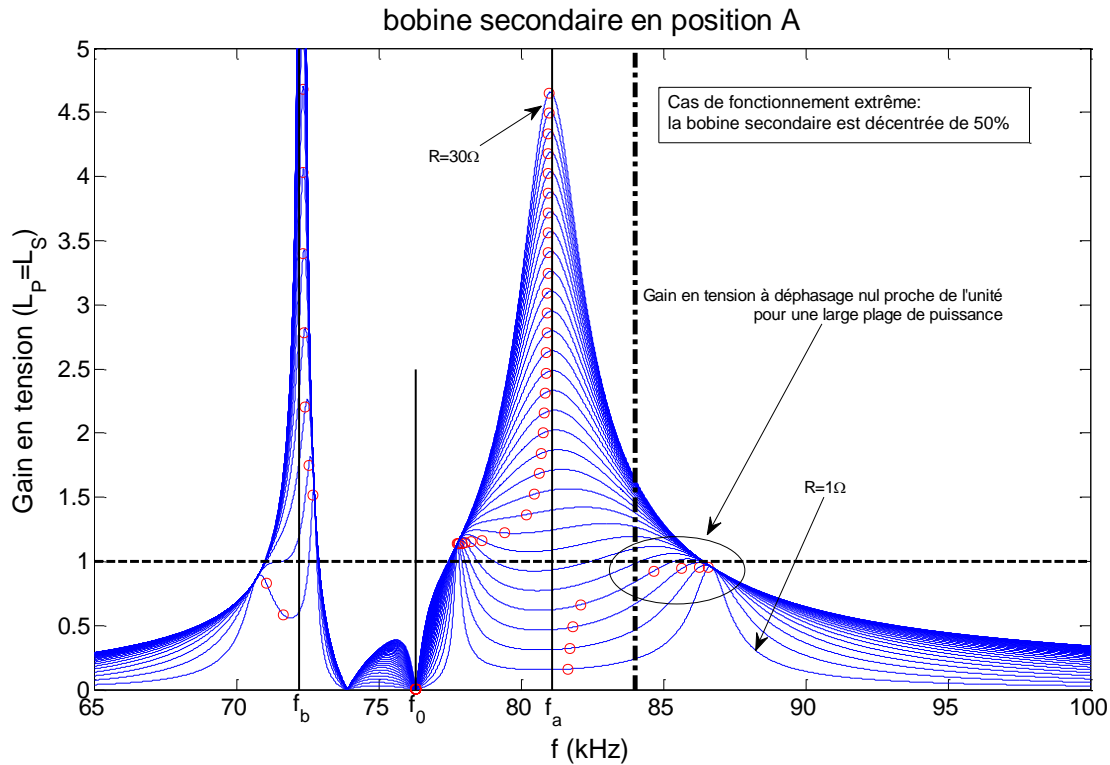


Figure 5-25: Gain en tension en position A

On vérifie, sur la courbe du gain en tension, que la puissance minimale de fonctionnement sera inférieure à 760W pour une alimentation de 60V continu au primaire, ce qui est mieux que sans spire en court-circuit. Les courbes sont tracées avec un pas de 1Ω ; il existe un point de fonctionnement à déphasage nul sur la courbe tracée pour une résistance de charge de 4Ω . Le gain en tension correspondant est légèrement inférieur à 1. Dans le cas du fonctionnement avec un seul primaire, la puissance minimale se calcule aisément avec la formule (3.7). Pour un coefficient de couplage de 0.125, la puissance minimale est d'environ 800W. On estime que l'expression de la puissance minimale de fonctionnement déterminée dans la partie 3.4 reste valable dans le cas d'un fonctionnement avec les bobines adjacentes en court-circuit.

En résumé, la mise en court-circuit des bobines non utilisées permet toujours, en fixant une zone de fonctionnement adéquate, de bénéficier d'une recopie de tension acceptable. En plus de cette caractéristique, cette solution permet de détecter l'instant précis de commutation d'une bobine à l'autre, lorsque la bobine secondaire est décalée de 50% par rapport à la bobine active. Pour finir, en cas de décentrage important, la puissance minimale de fonctionnement à déphasage nul est légèrement plus faible que par rapport à un système ne comportant pas de bobines en court-circuit. L'économie d'un capteur permettant de détecter la position du véhicule se fait par contre au détriment du rendement. En effet, les deux bobines contigües à la bobine alimentée sont par-

courues par un courant induit, générant des pertes supplémentaires. Toutefois, ce courant n'est jamais supérieur au courant de la bobine primaire alimentée.

5.4 Simulation du prototype Twizy, à haute vitesse

Sur la base du dimensionnement réalisé pour le Twizy (2.5kW) dans la partie 3.5, une simulation a été réalisée d'une part pour confirmer l'analyse faite au paragraphe précédent, mais également pour valider la stratégie de séquençement de l'alimentation des bobines sans capteur. Cette simulation, réalisée sous LTspice, inclut la régulation dynamique du déphasage à zéro par action sur la fréquence de commutation de l'onduleur actif, avec butée en fréquence à 84kHz telle que spécifiée dans l'étude précédente, ainsi que le séquençement des bobines par mesure des courants crêtes. Les couplages réels mesurés sur banc d'essais (Figure 5-6) ont été pris en paramètres. Seul un redresseur à diodes est présent au secondaire, avec son filtrage et sa résistance de charge. Les modules primaires sont tous identiques et consistent en un onduleur pont complet, un circuit résonnant avec variation des couplages avec la bobine véhicule ainsi qu'un module de contrôle assurant la modulation en fréquence et la commutation des bobines.

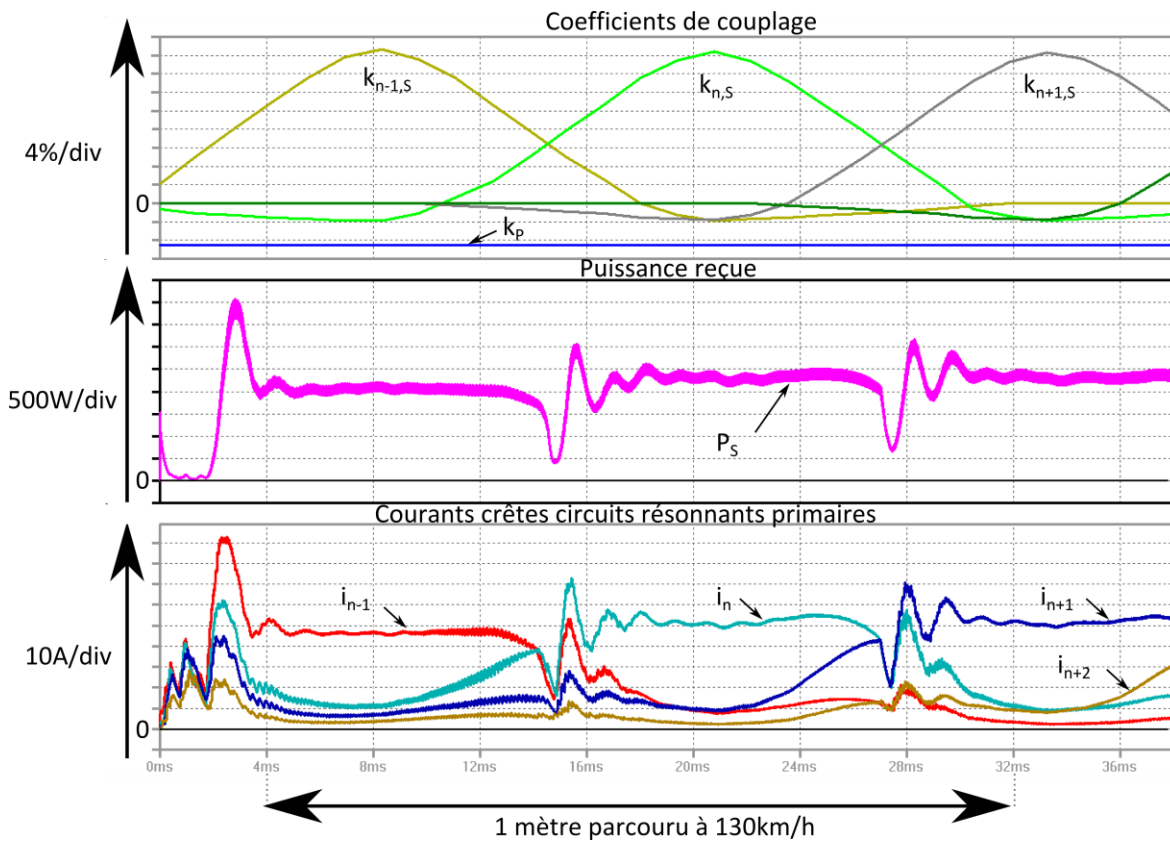


Figure 5-26: Simulation de la route électrique à 130km/h

Les résultats présentés en marge de la Figure 5-26 montrent une simulation de fonctionnement à la puissance maximale du Twizy et pour une vitesse de 130km/h (vitesse théorique que ne peut atteindre ce véhicule).

Cette simulation inclut quatre bobines primaires ($n-1$ à $n+2$) et s'arrête lorsque la bobine secondaire chevauche les bobines $n+1$ (à 55%) et $n+2$ (à 45%). Il n'y a volontairement pas de bobine $n-2$, d'où la différence de puissance transmise par les bobines $n-1$ et n pour une résistance de charge donnée (l'impédance vue par l'onduleur $n-1$ étant différente de celle vue par l'onduleur n). Il n'y a pas de régulation de la puissance appelée par la charge ; seul le déphasage de l'onduleur actif est régulé pour suivre le mode 1 de fonctionnement.

Plusieurs constats s'imposent :

- Le fonctionnement en recopie de tension se vérifie sur une grande partie de la plage de variation de position (courants et puissance constants). Seules les phases de démarrage des onduleurs présentent des oscillations amorties, dues à l'appel de courant du condensateur présent sur le bus continu secondaire.
- La commutation par mesure différentielle des courants entre les bobines n et $n+1$ permet d'assurer une commutation d'une bobine à l'ordre précisément à 50% de décalage.
- Une baisse de puissance est observée à partir d'un décalage d'environ 40%. Dans les faits, une régulation de la puissance au secondaire, par adaptation de l'impédance de charge, permettrait de limiter cette baisse de puissance.

5.5 Conclusion

Ce nouveau système de transmission d'énergie par la route offre, sur le papier, des performances inédites. En plus d'une stabilité naturelle de la puissance transmise et d'une recopie de tension sur toute les positions longitudinale (au-delà de la puissance minimale), cette nouvelle solution offre un moyen de séquencer naturellement l'alimentation des onduleurs avec une perte de charge très limitée.

Nous répondons ici à la plupart des exigences formulées au début de cette thèse (paragraphe 1.4). Cela reste toutefois très théorique et de nombreux paramètres n'ont pas été pris en compte (l'influence du châssis du véhicule, du mouvement, etc). De même, la protection des passagers et équipements électriques n'est pas démontrée, même si nous envisageons l'utilisation massive de blindage par ferrite. Pour répondre à ces dernières exigences, la simulation par éléments finis, en trois dimensions, est inévitable mais chronophage. Nous avons décidé d'équiper un véhicule Twi-

zy de notre alimentation sans contact. Avec un fonctionnement en conditions réelles, nous aurons un bon aperçu du respect de ces critères (ou non) et bénéficierons d'un moyen d'essais inédit. Cette réalisation fait l'objet du Chapitre 6.

Chapitre 6 Réalisation d'une route électrique de 2.4kW sur 10 mètres

Un prototype fonctionnel à taille réelle présente un enjeu majeur puisque que celui-ci permet non seulement de valider les concepts théoriques mais également d'en apporter de nouveaux. Nous l'avons préféré à la simulation, qui se révèle extrêmement complexe avec un mélange de physique multidimensionnelle, d'électronique, de lois commande, etc.

Nous cherchons à le concevoir pour qu'il réponde à la majorité des contraintes techniques pouvant être rencontrées dans une alimentation sans contact en roulant. L'une des premières contraintes est l'influence du châssis du véhicule sur le système. Nous utiliserons un vrai véhicule électrique qui nous permettra de l'observer expérimentalement. La seconde contrainte est l'entrefer, qui doit être suffisamment important. Nous concevrons une piste dans laquelle s'intègrent les éléments au sol et sur laquelle le véhicule viendra rouler. Une troisième contrainte est l'intégration mécanique de la bobine sous le véhicule.

Le choix se porte sur un véhicule Twizy, pour plusieurs raisons : la garde au sol, proche de celle d'un véhicule classique ; le réseau de puissance très basse tension assurant une sécurité électrique ; la possibilité d'observer l'influence du châssis ; la simplicité de son architecture électrique embarquée ; etc.

La réalisation d'un tel prototype se décompose en trois grandes parties :

- Le dimensionnement du circuit résonnant, avec la conception de bobines spécifiques.
- La conception d'un onduleur à fréquence variable 80-100kHz, 60V, 2,5kW, sa commande ainsi que l'algorithme de séquençement des bobines, avec la communication associée.
- L'intégration mécanique dans le véhicule et la réalisation d'une piste intégrant les éléments au sol.

6.1 Réalisation du prototype de route électrique

Nous avons choisi de nous rapprocher le plus possible du cas réel, malgré la faible puissance de notre véhicule. C'est pourquoi nous avons conçu un tronçon de « route » démontable, dans lequel nous intégrons les bobines primaires ainsi que les condensateurs de résonance. Cette route est réalisée avec des caillebotis qui permettent d'intégrer facilement bobines, plaques de ferrites et condensateurs en simplifiant l'assemblage.

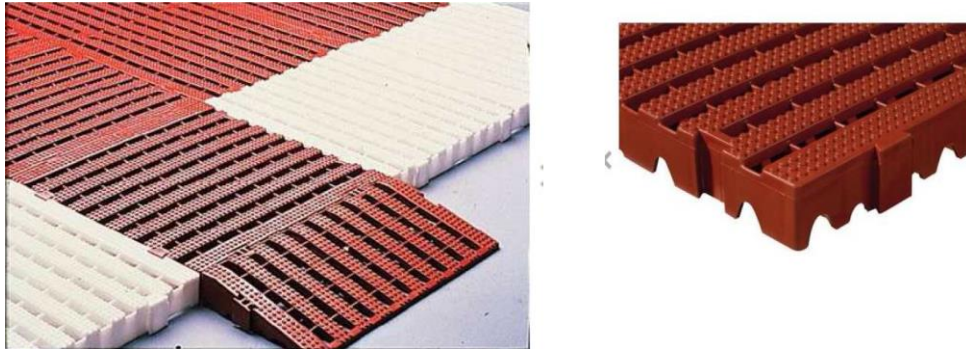


Figure 6-1: Caillebotis utilisés pour la réalisation de notre route électrique

L'intérêt de cette conception est de garder un entrefer suffisamment réaliste en « enfouissant » nos bobines dans notre route. Il en résulte un entrefer de plus de 15 centimètres pour une garde au sol du véhicule de l'ordre de 13 centimètres (Figure 6-2).

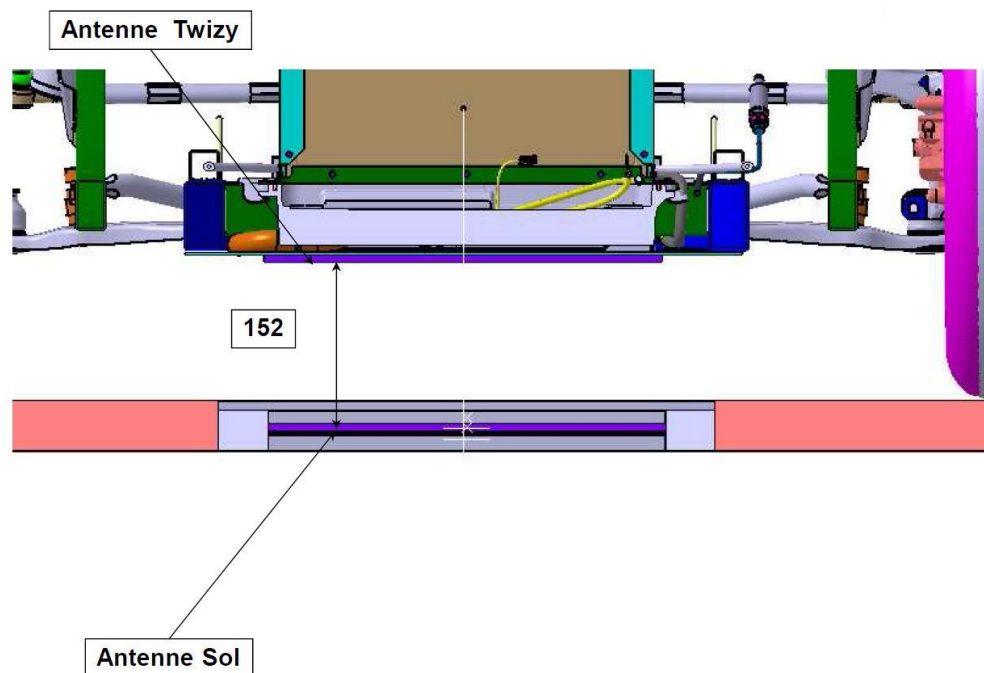


Figure 6-2: vue en coupe de la route et du véhicule équipé

Nous avons opté pour une charge résistive installée sur le véhicule, la connexion directe sur le réseau de puissance du véhicule nécessitant à la fois un convertisseur supplémentaire pour contrôler le courant de charge de la batterie, mais également de nombreuses modifications logicielles et mécaniques sur le véhicule. Cela ne nous a pas semblé utile, l'objectif étant de valider le principe de transfert d'énergie vers un véhicule roulant. La bobine du véhicule est installée au centre de celui-ci, avec suffisamment de ferrite à l'avant et à l'arrière de celle-ci pour protéger au mieux les organes mécaniques et électriques ainsi que les diverses pièces métalliques (la plaque de ferrite est représentée en bleu ciel sur la Figure 6-3 et fait environ 1,5 mètre de longueur par 70 centimètres de largeur).

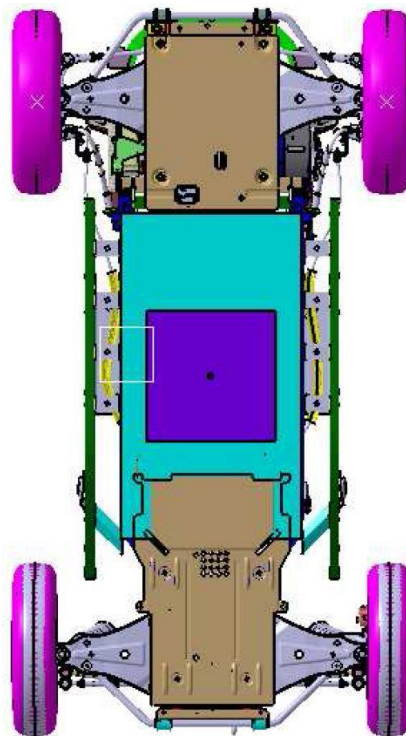


Figure 6-3: implantation de la bobine secondaire sous le véhicule

Une modélisation plus complète est à envisager pour vérifier que le transfert d'énergie ne crée pas de perturbations au niveau du véhicule. Ce travail relève néanmoins davantage du développement industriel.

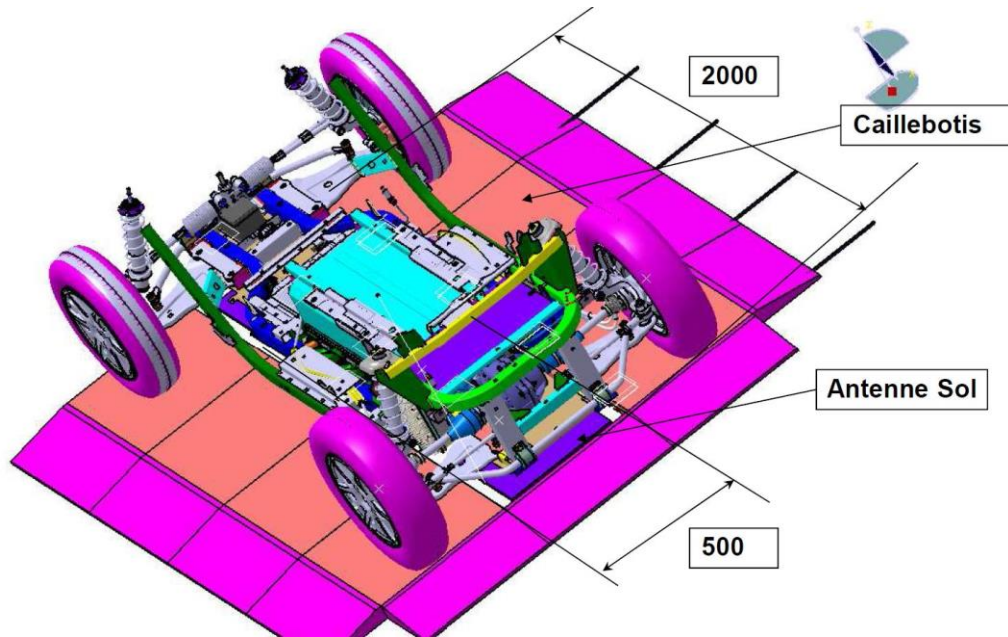


Figure 6-4: vue d'ensemble du prototype de route

L'utilisation des caillebotis nous oblige à modifier nos bobines. Le bobinage doit faire moins de 4cm de large et les dimensions extérieures doivent être de 48 centimètres de côté, afin de réduire au minimum la distance entre deux bobines consécutives. Nous avons donc procédé à un nouveau dimensionnement des bobines, lequel est résumé dans le Tableau 6-1. Les bobines ont été réalisées avec le même fil de Litz que celui de première maquette, comme détaillé dans la partie 4.5. La largeur maximale étant imposée, le moyen pour obtenir la valeur d'inductance désirée est d'agir sur le nombre de spires, le nombre de couches du bobinage, l'espace entre les couches, l'espace entre la bobine et la ferrite, etc.

Nombre de spires	6
Agencement	2 couches de 3 spires
Espace entre spires	0 mm
Espace entre couches	2 mm
Espace bobine/ferrite	10 mm
Distance entre ferrites	170mm
Largeur externe câble	5mm
Épaisseur totale bobine + ferrite	22mm
Longueur de câble par bobine	10.44m + 1.5m de connexion
Inductance mesurée	$\approx 64\mu\text{H}$

Tableau 6-1 : caractéristiques des bobines intégrées dans notre route électrique

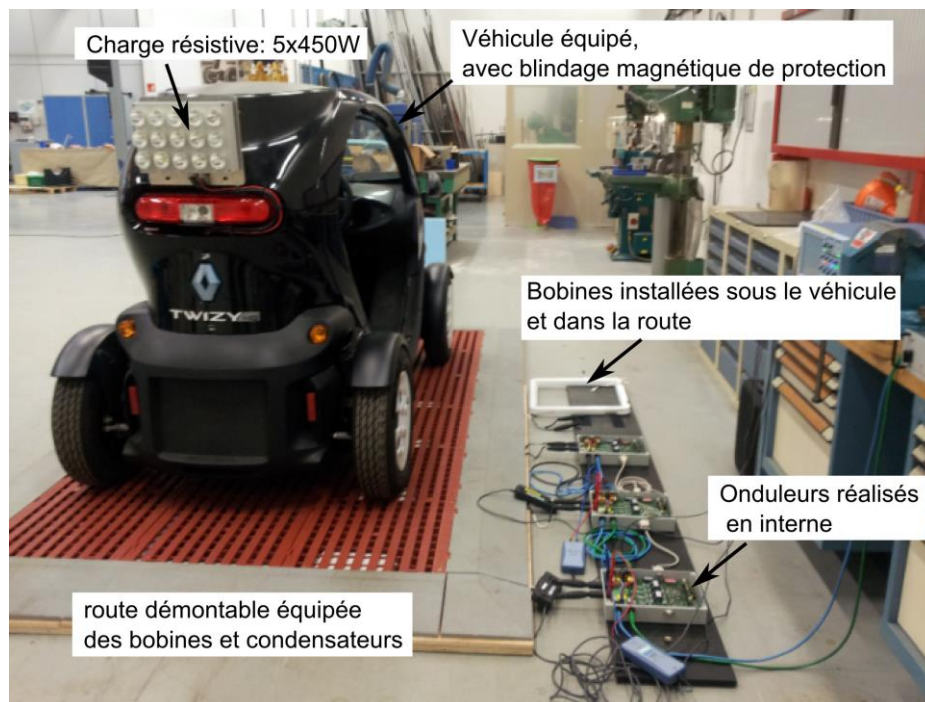


Figure 6-5: photo du prototype Twizy sur 3 mètres de route

Le prototype final inclut une charge résistive à l'arrière du véhicule. Elle se compose de 5 rangées de 3 lampes halogènes en série, de 21V et 150W chacune, pour une puissance maximale de 2250W. Ces rangées peuvent être commandées par des interrupteurs situés dans le véhicule, autorisant une variation de la puissance de charge par paliers de 450W. L'objectif de ce prototype est de vérifier que les principes de fonctionnement sont valides dans un environnement proche de la réalité. Il servira également à mettre au point l'algorithme de séquençement des alimentations (commutation d'une bobine à l'autre). Une instrumentation adaptée du véhicule permettrait d'aller plus loin dans les mesures (synchronisation des mesures entre le sol et le véhicule, mesure de la position relative du véhicule, etc).

6.2 Conception et réalisation d'un onduleur

Nous avons conçu un onduleur capable de répondre à notre cahier des charges, Figure 6-9, à l'aide de logiciels gratuits : DesignSpark PCB pour la partie électronique et DesignSpark Mechanical pour l'assemblage mécanique de l'ensemble. La réalisation de la partie puissance de cet onduleur répond simplement aux règles de conceptions bien connues de l'électronicien de puissance, avec réduction des inductances de câblage, placement adapté des condensateurs de découplage, etc. Nous avons utilisé des MOSFET 100V/100A (PSMN5R6-100PS) comme composants de puissance, pour leurs caractéristiques dynamiques et leurs faible $R_{ds(on)}$. Ces semiconducteurs sont pilotés par des drivers

Concept® 2SC0435T, suffisamment puissants pour un pilotage à 100kHz. L'alimentation de la partie logique se fait par un convertisseur DC/DC reliée au bus de tension continue de la route.

L'un des points les plus critiques est la mesure du déphasage (annexe). Nous avons opté pour un capteur de courant à effet hall (CKSR50-NP) avec un comparateur à hystérésis variable [60] pour détecter les passages par 0 du courant rapidement. La conception doit à nouveau être particulièrement soignée pour limiter les perturbations d'origine électromagnétique sur la mesure (commutation des interrupteurs de puissance, forts dV/dt , etc) afin d'éviter les fausses détections de passage par zéro du courant. La mesure du déphasage se fait ensuite numériquement à l'aide de compteurs mesurant le temps entre le passage par 0 du courant et celui de la tension. Nous avons pour cela utilisé un microcontrôleur TI® f28335 possédant une fonction spécifique de mesure de temps entre fronts [61]. Cette solution s'avère bien plus rapide qu'une mesure du déphasage à base de PLL, beaucoup plus lent car nécessitant un filtrage.

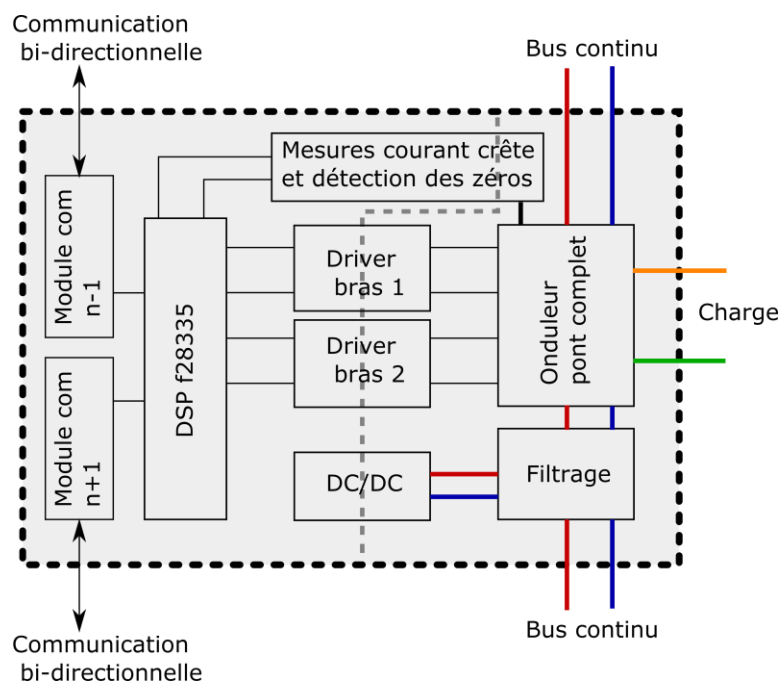


Figure 6-6: schéma bloc de l'onduleur réalisé

Le déphasage doit ensuite être asservi à zéro en agissant sur la fréquence de pilotage de l'onduleur. En pratique, on imposera une référence de déphasage non nulle, pour éviter tout recouvrement inverse de diode. Celui-ci peut se produire lorsque le courant change de signe durant le temps mort, lors de transitoires rapides ou de dépassement de référence par la boucle de régulation. Celle-ci doit être suffisamment rapide pour s'adapter aux variations de position du véhicule, tout en évitant des dépassements importants.

La résistance de charge utilisée peut être modifiée à l'aide d'interrupteurs. Nous les utiliserons pour observer la réponse indicielle de notre système. Les essais sont réalisés bobines centrées dans le premier cas présenté à la Figure 6-7 et décentrées de 45% pour la Figure 6-8. Le temps de réponse est de l'ordre de la milliseconde. Les rebonds observables sur la Figure 6-7 proviennent de la commutation mécanique d'un interrupteur. Le temps de réponse est cohérent avec un fonctionnement en roulant.

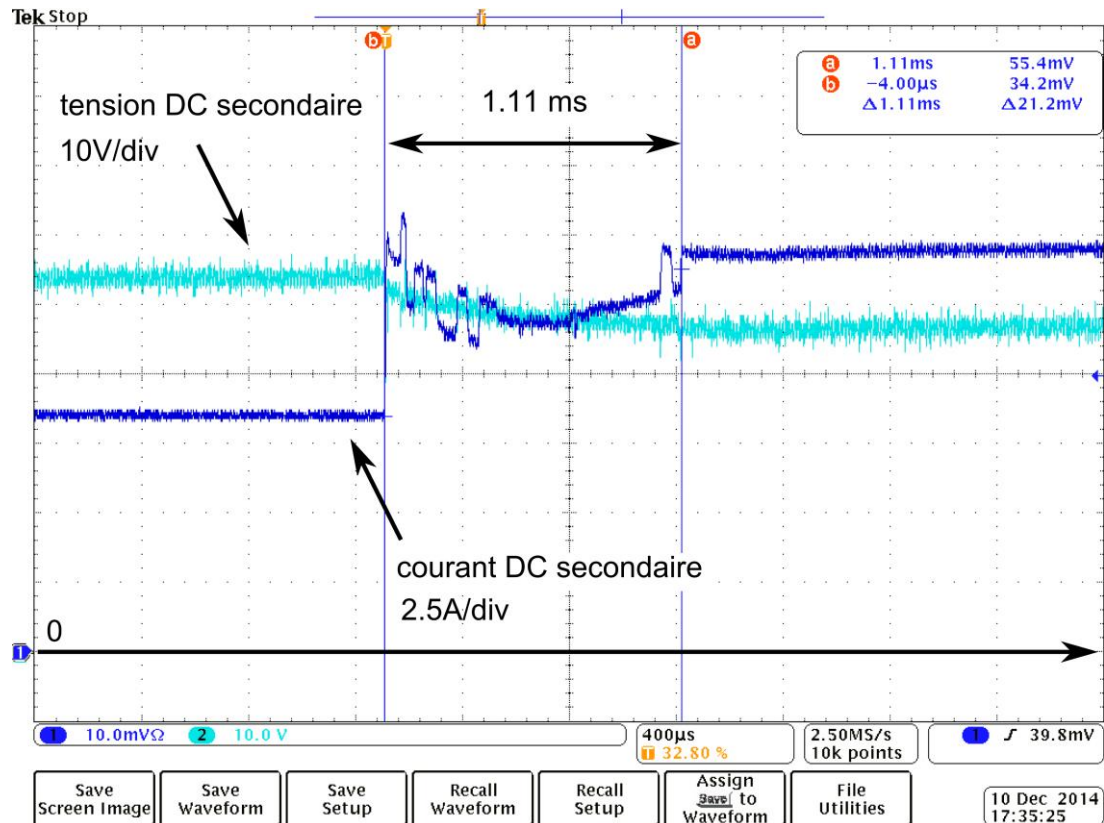


Figure 6-7 : réponse à un échelon de courant de 6 ampères

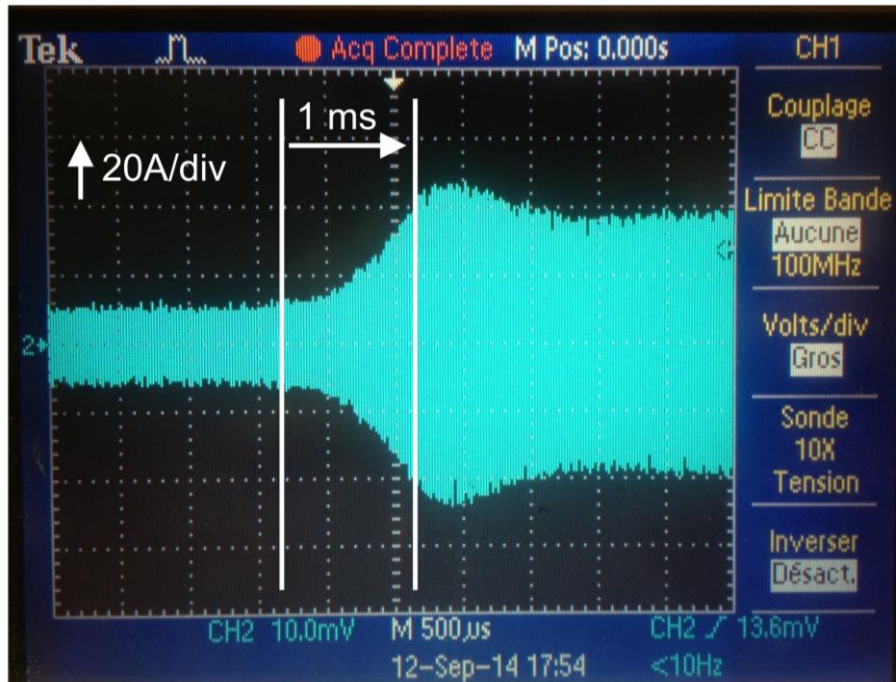


Figure 6-8: courant primaire avec échelon de courant de 30 ampères

Pour les besoins de notre prototype, nous avons réglé expérimentalement un simple régulateur proportionnel intégral. Celui-ci offre des performances satisfaisantes, mais doit être optimisé en implémentant par exemple une commande par mode glissant [62].

Enfin, une dernière fonction a été implémentée pour permettre la commutation de bobine. En effet, la commutation se base sur la mesure différentielle des courants des bobines n et $n+1$. Il est donc nécessaire que les onduleurs puissent communiquer entre eux, uniquement de proche en proche, pour pouvoir se transmettre leur valeur de courant. Nous avons choisi de transmettre la valeur crête du courant, mesurée analogiquement par circuit détecteur de crête puis numérisée pour être transmise par un signal à modulation de largeur d'impulsion aux bobines adjacentes. Nous avons par ailleurs profité de la présence de ce canal de communication en MLI pour transmettre des informations ou des ordres entre onduleurs, en changeant la fréquence de la MLI. Cette communication bidirectionnelle de proche en proche est donc porteuse de deux informations, l'une sur le rapport cyclique (entre 5 et 95%) et l'autre sur la fréquence. A terme (pour une « vraie » route), il sera nécessaire, avec une analyse fonctionnelle, de définir une communication plus riche entre les onduleurs.

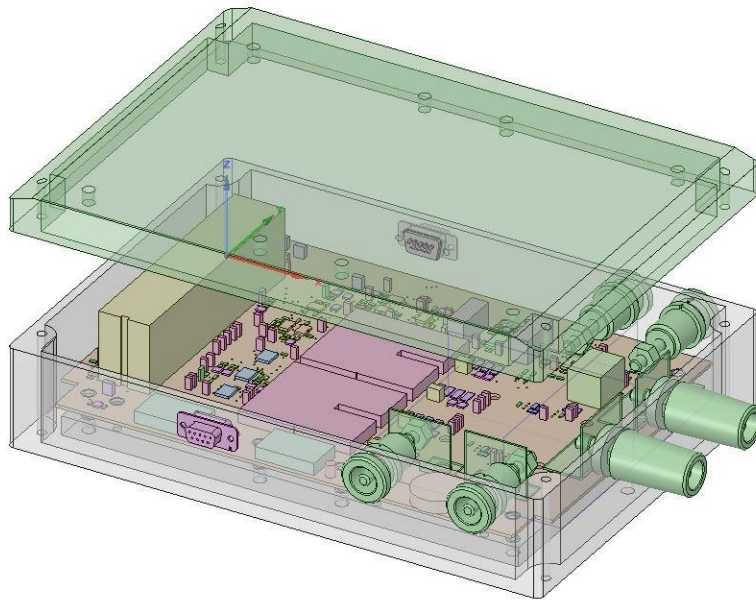


Figure 6-9: vue de tridimensionnelle de l'onduleur

Le DSP utilisé présente l'avantage d'être programmable en génération de code automatique par Matlab au travers de Code Composer Studio. Cette solution n'est pas optimale en terme de taille du code généré mais offre un gain de temps en non négligeable, avec une programmation visuelle Simulink et des blocs de configuration des entrées et sorties du DSP simples.

6.3 Stratégie de commutation sans capteur des bobines

Nous avons mis en œuvre une première stratégie de pilotage des onduleurs afin d'assurer la commutation entre eux. Il y a ici deux principales fonctions à assurer : le bon enchaînement de l'alimentation des bobines mais également l'amorçage du système.

Nous n'avons pas développé cette fonction d'amorçage par manque de temps, mais celle-ci peut par exemple être réalisée en gardant une bobine primaire active par tronçon, en continu ou pas. Au passage d'un récepteur, la fréquence de commutation de l'onduleur change via la régulation et le transfert se fait, avec un enchaînement de bobine automatique et récurrent par la suite. Au passage d'un véhicule non récepteur, le courant augmente (pertes par courant de Foucault dans le véhicule), l'alimentation de la bobine est alors coupée sur un seuil de courant pendant un temps donné avant d'être à nouveau activée. Une autre solution est d'activer la bobine véhicule grâce à la réversibilité (redresseur piloté dans le véhicule) lorsque celui-ci est au-dessus d'une zone équipée. La bobine au sol la plus proche, en court-circuit résonnant, pourra s'activer pour un seuil de courant donné. Ce ne sont là que des exemples, d'autres peuvent être imaginés et une analyse fonctionnelle complète permettra de définir la loi de commande la plus adaptée.

Le séquençement de l'alimentation des bobines est une fonction méritant une attention particulière car elle conditionne en grande partie la bonne continuité du transfert de puissance. En effet, une communication ou un protocole de communication trop lent ne nous permettra pas d'obtenir un séquençement précis de l'alimentation et entraînera donc des « creux » de puissance.

Nous avons pris le parti de ne jamais risquer d'avoir deux onduleurs consécutifs actifs en même temps. L'onduleur actif est ainsi défini comme étant le donneur d'ordre, les onduleurs en pause lui indiquant simplement leur état et la valeur de leur courant maximal. A l'instant de transition, l'onduleur actif s'arrête, envoie un signal d'activation au suivant puis, une fois celui-ci actif, s'identifie comme étant en pause. Encore une fois, une analyse fonctionnelle détaillée permettra d'optimiser cette fonction.

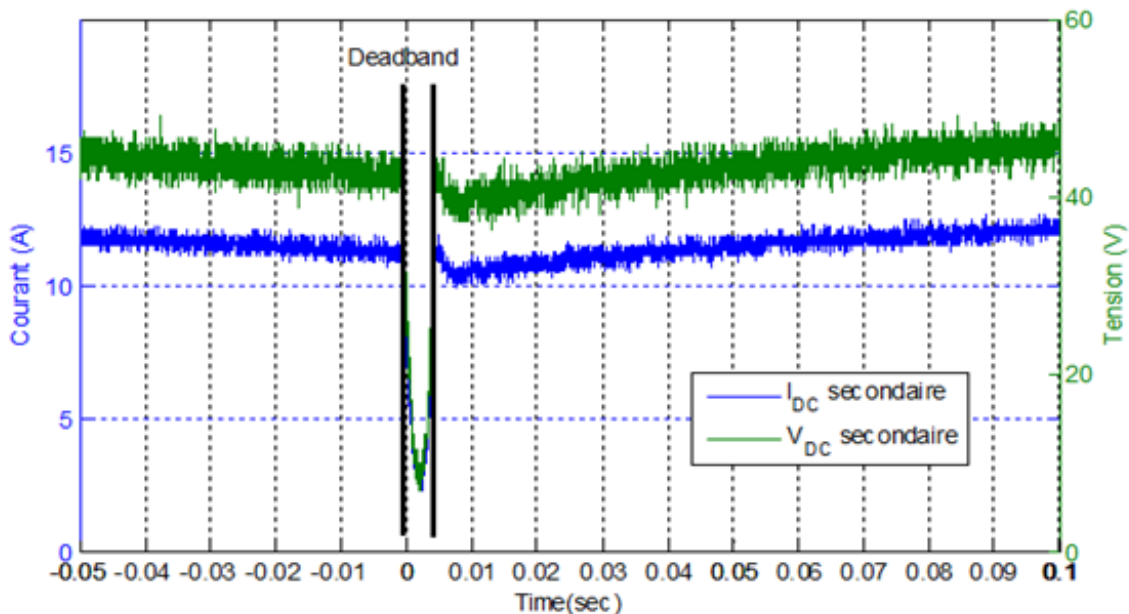


Figure 6-10: Temps mort mesuré lors de la commutation

Nous avons utilisé une communication par MLI autour de 10kHz qui présente l'avantage de pouvoir être très rapidement exploitée par la fonction de mesure de temps entre fronts du DSP. La Figure 6-10 montre le courant et la tension mesurés au secondaire lors de la commutation d'une bobine à l'autre. On observe un temps mort de 4 millisecondes lors de celle-ci. Bien que pouvant sembler important, ce temps est à comparer aux 15 millisecondes que la bobine secondaire va passer au-dessus de la bobine primaire, à 130 kilomètres par heure. Notre système, réalisé avec peu de moyens, est d'ores et déjà compatible avec un fonctionnement aux vitesses maximales autorisées ! Ce temps mort peut d'ailleurs être facilement réduit, en optimisant l'algorithme de commutation et la communication entre bobines mais également en pré-conditionnant la régulation de fréquence de

l'onduleur $n+1$. En effet, on peut supposer qu'à l'instant où l'onduleur actif s'arrête, l'onduleur suivant doit idéalement démarrer à la fréquence du courant circulant dans son circuit résonnant. Ce conditionnement simple à mettre en œuvre peut faire gagner environ une milliseconde sur le temps mort.

Un relevé détaillant la commutation de bobines est présenté à la Figure 6-11. Les grandeurs mesurées sont la tension aux bornes de la bobine $n+1$ et le courant traversant la bobine secondaire. Pour réaliser cet essai, la bobine secondaire est positionnée au-dessus de la bobine primaire n puis déplacée manuellement jusqu'à recouvrir la bobine $n+1$. La zone qui nous intéresse se situe entre l'arrêt de l'onduleur n et l'atteinte du régime permanent par l'onduleur $n+1$.

Un premier délai est causé par la communication entre onduleurs. Il faut $800\mu\text{s}$ après l'arrêt de l'onduleur n pour que l'onduleur $n+1$ démarre. Un second délai, de l'ordre de $1,5\text{ms}$, est causé par la valeur initiale du bloc de régulation du déphasage, de 100kHz . Ce délai pourrait être réduit, comme suggéré plus haut, en imposant une valeur initiale du régulateur égale à la dernière fréquence du courant connue. S'ensuit une phase de recharge du condensateur de filtrage, qui crée un appel de courant pouvant être important. Dans notre cas, l'alimentation stabilisée limite le courant si cet appel est trop important.

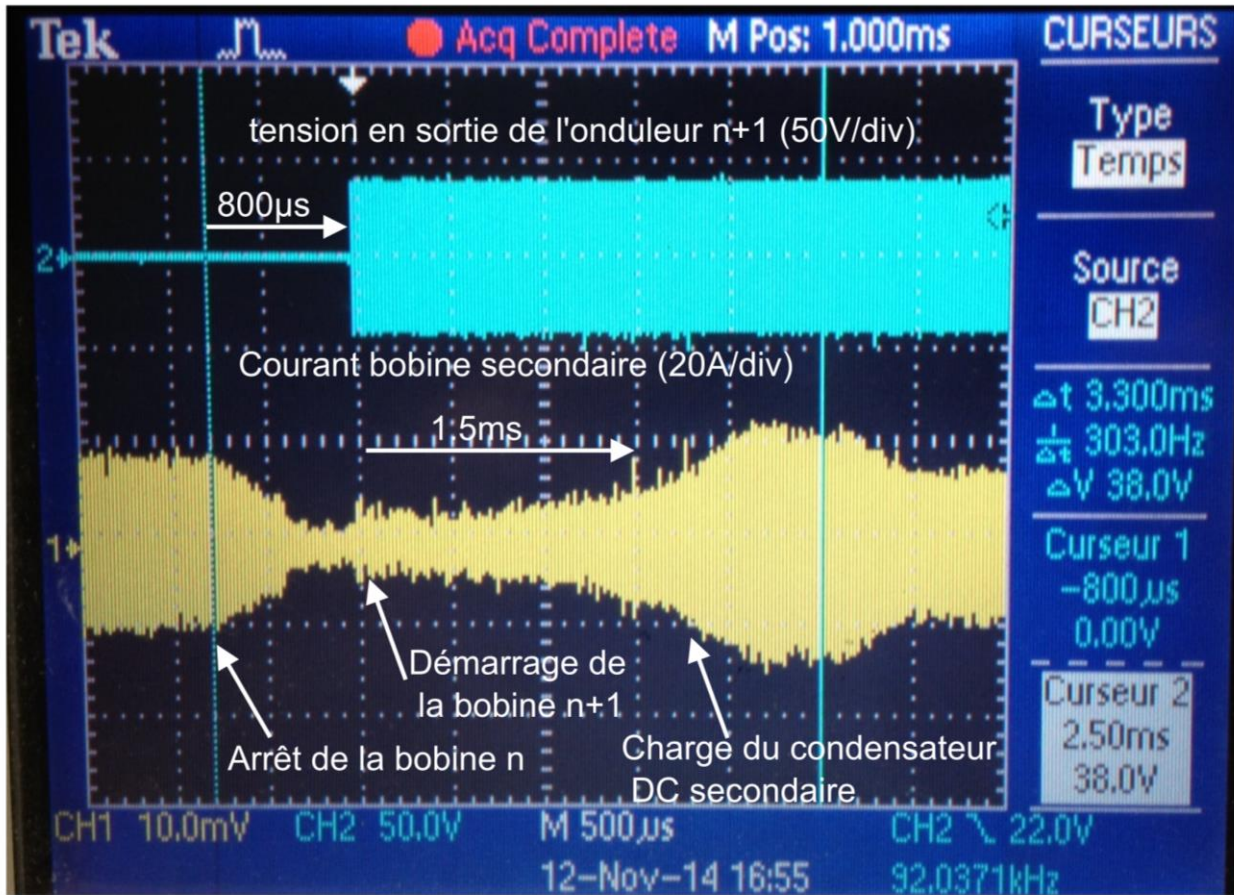


Figure 6-11: détail de la commutation de bobines

Il nous reste à vérifier que la commutation a lieu à la bonne position. L'essai à réaliser pour vérifier que la condition de passage d'une bobine à l'autre se fait bien pour un décalage de 50% est simple : Il suffit de mettre en court-circuit les deux bobines adjacentes (ou une des deux bobines) et de mesurer les courants dans les circuits résonnants primaires. Nous avons procédé de la sorte en mesurant les courants dans les bobines primaires et dans la bobine secondaire, pour différentes puissances et différentes positions. Ces essais ont été réalisés sous tension réduite pour protéger notre électronique : à faible puissance, l'onduleur arrive en butée de fréquence alors que le redresseur n'est pas piloté et maintient courant et tension en phase. Cela implique un gain en tension pouvant être important (supérieur à 2) ; notre redresseur n'est pas prévu pour cela.

Les essais sont donc réalisés sous 30V continu au primaire sur la maquette de la Figure 4-22. La puissance minimale, avec 50% de décalage ($k=0.125$) est donc proche de 170W. L'objectif est de vérifier que la condition de passage se situe bien à 50% de décalage et qu'elle est précise sur toute la gamme de puissance du mode 1. Nous prêterons également attention au gain en tension et à la puissance transmise.

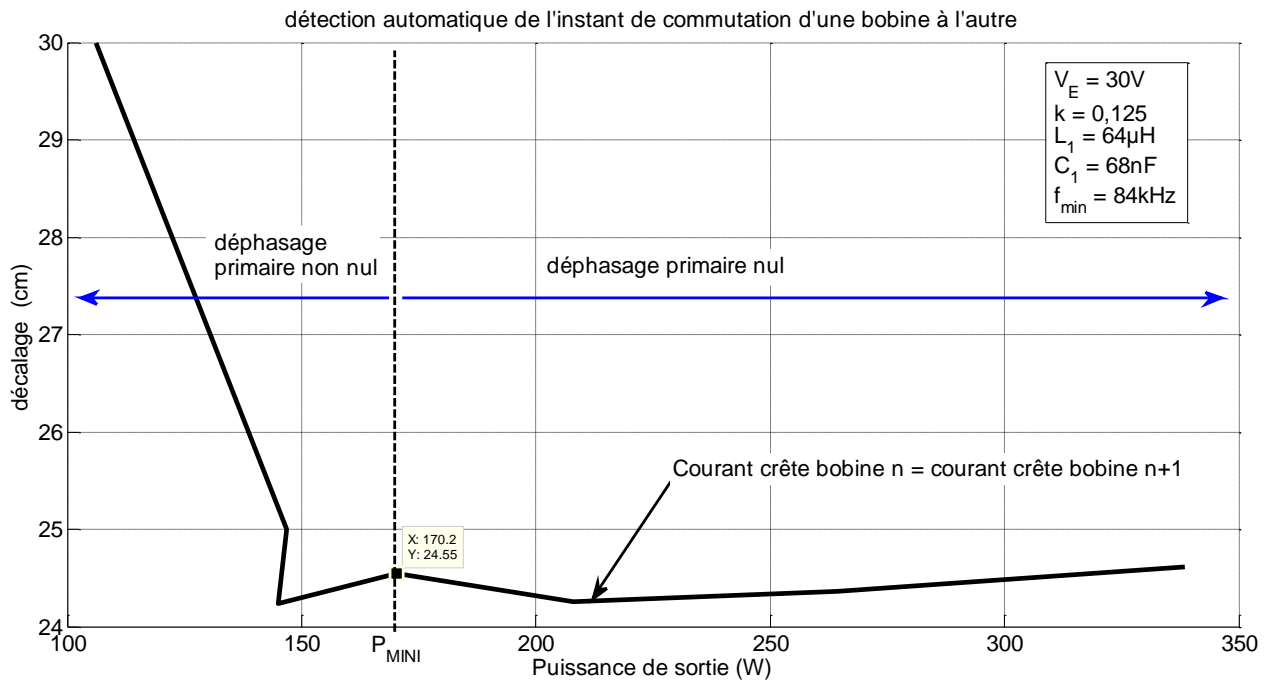


Figure 6-12: Position de la détection du passage d'une bobine à l'autre

Les bobines forment un carré de 45cm de côté extérieur. Un décalage de 50% correspond donc à un décalage de 22,5cm entre le centre de la bobine secondaire et celui de la bobine primaire alimentée. La Figure 6-12 montre le décalage entre le primaire et le secondaire lorsque les courants dans les bobines n et $n+1$ sont identiques ; elle est l'image de l'instant et de la position de commutation d'une bobine à l'autre.

Pour une puissance supérieure à la puissance minimale, la commutation se fait à environ 24,5 centimètres et reste stable sur toute la plage de puissance avec une précision inférieure au centimètre. C'est 2 centimètres plus loin que la valeur attendue, soit un écart constant de 4,5%. Cela pourrait s'expliquer par le léger déphasage imposé par l'onduleur de la bobine n pour éviter tout recouvrement inverse de diode, cette assertion restant toutefois à démontrer.

Pour une puissance inférieure à la puissance minimale, la détection de l'instant de commutation est faussée. Nous pensons que cela est à nouveau dû au déphasage entre le courant et la tension de sortie de l'onduleur primaire. Il serait intéressant, dans des travaux futurs, d'étudier l'influence de ce déphasage sur la détection de l'instant de transition d'une bobine à l'autre.

En pratique, la procédure de commutation est réglée pour démarrer lorsque le courant de la bobine $n+1$ est égal à 95% du courant de la bobine n .

6.4 Mesures en fonction de la position du secondaire

Le prototype réalisé est relativement complexe à instrumenter. Il n'est pas suffisamment précis quant à l'évaluation de la position relative de la bobine secondaire par rapport à la bobine alimentée. De plus, il est nécessaire d'avoir un équipement permettant une synchronisation des mesures faites à bord du véhicule et au sol. Nous utilisons donc la première maquette réalisée dans la partie 4.5 lorsque des mesures impliquant de connaître la position précise du secondaire sont requises.

Les mesures suivantes ont été réalisées avec deux primaires, un alimenté (n) et l'autre ($n+1$) en court-circuit résonnant, la bobine $n-1$ étant maintenue en circuit ouvert. Deux séries de mesures ont été réalisées. La première (Figure 6-13 à Figure 6-15) a été conduite sous tension nominale (60V), dans les mêmes conditions d'essais qu'au paragraphe 4.5, pour deux positions particulières : alignement et décentrage de 45%. Elle permet d'évaluer l'influence du court-circuit résonnant sur la bobine $n+1$.

La seconde série de mesures (Figure 6-16 à Figure 6-18) a été réalisée sous tension réduite (30V) principalement pour visualiser le gain en tension au secondaire lorsque l'onduleur arrive en butée de fréquence avec une puissance inférieure à la puissance minimale (P_{MINI}), sans mettre en péril le redresseur.

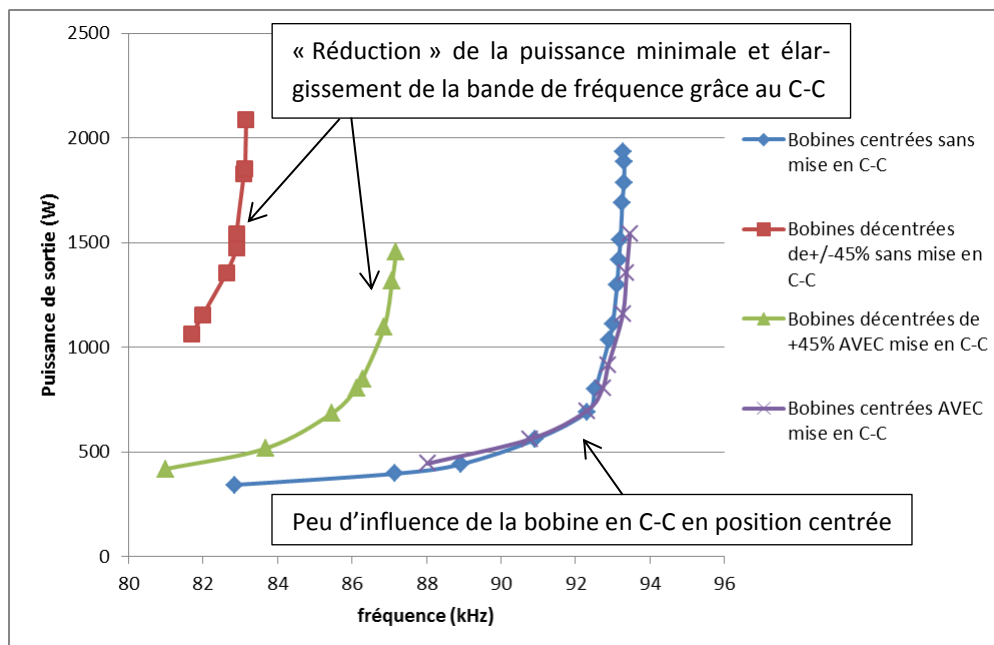


Figure 6-13: Mesure de la puissance de sortie en fonction de la fréquence de commutation de l'onduleur

Lorsque la bobine secondaire est centrée avec la bobine primaire n , la mise en court-circuit résonnant de la bobine $n+1$ n'a que peu d'impact sur les caractéristiques du système ; dans la plage de

fonctionnement définie, les courbes caractéristiques de la puissance en fonction de la fréquence pour un fonctionnement dans le mode 1 sont similaires (Figure 6-13). On observe tout au plus une légère variation du gain en tension, dans des proportions négligeables (Figure 6-14). L'impact sur le rendement n'est pas évident non plus ; bien qu'il semble meilleur d'environ 2% avec le court-circuit (Figure 6-15), l'écart réside dans la précision de la mesure, réalisée avec des moyens limités. Dans les faits, la loi de Lenz impose un courant dans la bobine en court-circuit. A puissance de sortie égale, le rendement est nécessairement plus faible avec le court-circuit résonnant. En position centrée, le courant dans la bobine en court-circuit est relativement faible, la perte de rendement est donc faible et difficilement mesurable dans nos conditions d'expérimentations actuelles.

Avant de commenter les résultats avec un décentrage de 45%, il convient de rappeler l'influence du « mauvais » accord entre les bobines primaires et secondaire (4.4), dû à l'impossibilité d'avoir deux composants identiques, à la présence de ferrite, etc. Elle se traduit par une variation de la puissance minimale atteignable en mode 1 et par un gain en tension variable. Notre maquette présente des inductances propres primaires inférieures à l'inductance propre secondaire, dans toutes les positions mesurées. Il en résulte une puissance minimale plus importante que sa valeur théorique. Cela se retrouve dans les essais que nous avons menés puisque nous n'avons pas été en mesure d'obtenir, dans le mode 1, une puissance inférieure à 1kW (Figure 6-13) avec un gain en tension suffisamment proche de l'unité (Figure 6-14), alors que la puissance minimale théorique est de l'ordre de 580W (avec $k=0.158$).

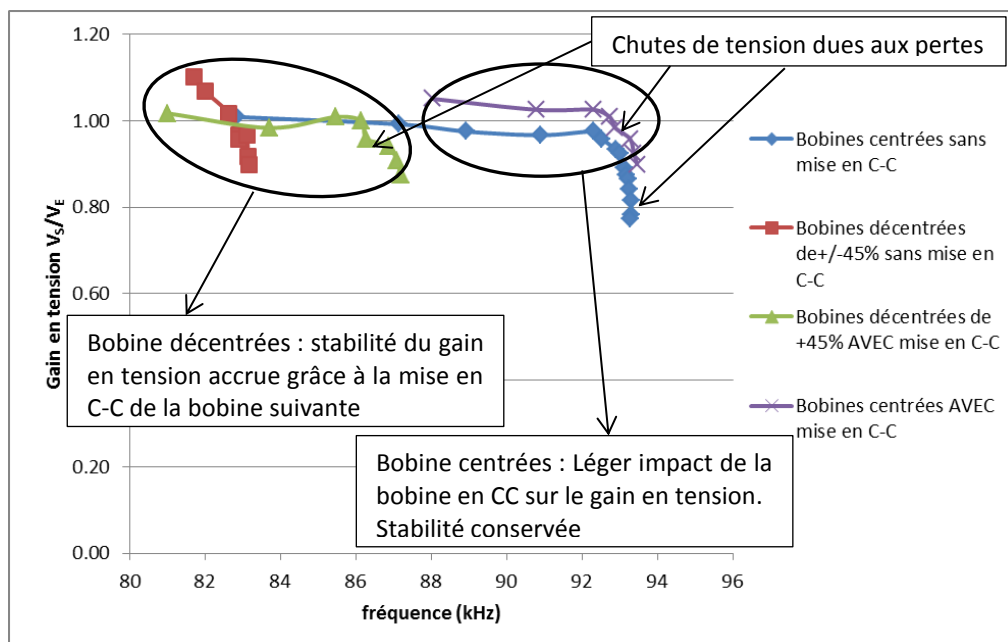


Figure 6-14: Mesure du gain en tension en fonction de la fréquence de commutation de l'onduleur

On constate, dans les mesures réalisées avec un fort décentrage, d'une part que la puissance minimale atteignable dans le mode 1 devient beaucoup plus faible, proche de celle sans décentrage, et d'autre part que le gain en tension est beaucoup plus stable et proche de 1, hormis à puissance élevée où les pertes en ligne génèrent des chutes de tension entre le primaire et le secondaire.

Le rendement s'en trouve nécessairement impacté. Avec un tel décentrage, les courants dans les trois bobines n , $n+1$ et secondaire sont sensiblement identiques (Figure 5-23). Il faut donc compter de l'ordre de 50% de pertes supplémentaires dues à la bobine en court-circuit. Les relevés de la Figure 6-15 donnent, à titre indicatif, un aperçu de l'impact sur le rendement, sans la précision nécessaire à toute mesure de rendement.

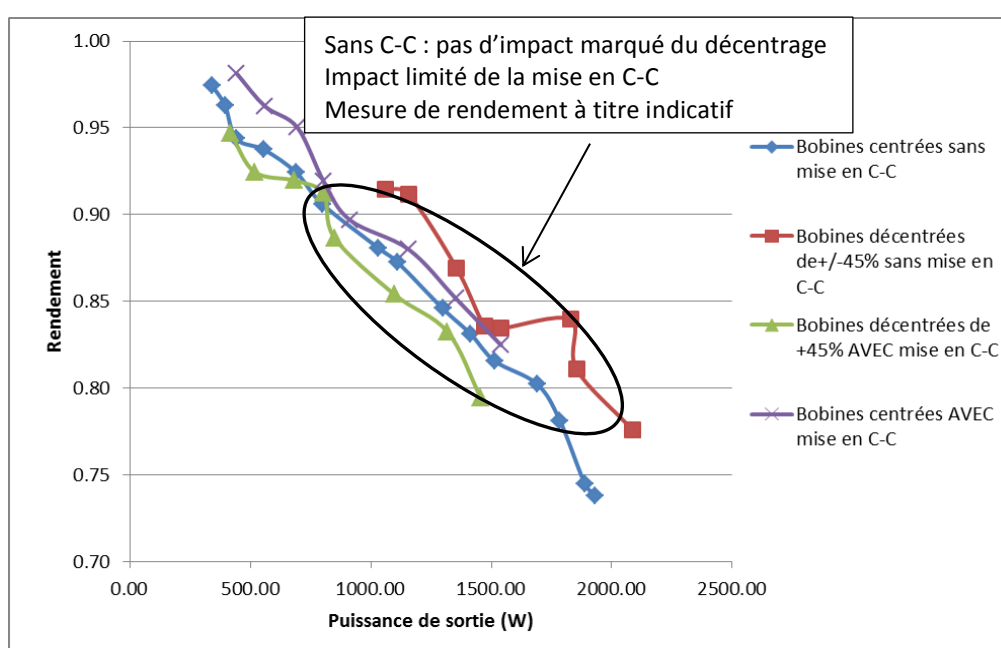


Figure 6-15: Mesures comparatives du rendement, avec et sans la mise en court-circuit résonnant de la bobine $n+1$

Dans la seconde série de mesures, nous avons cherché à vérifier que le gain en tension est effectivement stable et proche de l'unité, avec un rendement acceptable et un déphasage correctement régulé. Il est effectué sous tension réduite pour observer d'éventuels gains en tension au secondaire (en dessous de la puissance minimale P_{MINI}).

Sur la Figure 6-16, deux zones sont identifiées ; une première étant le fonctionnement en « recopie de tension », avec un déphasage proche de 0 ; une seconde lorsqu'il est impossible d'obtenir un déphasage nul du fait d'une puissance minimale trop faible (soit la puissance demandée par la charge est trop faible, soit le couplage est trop dégradé). L'onduleur arrive donc en butée de fréquence, programmée ici à 82kHz, et fonctionne à fréquence fixe. La conséquence est connue et détaillée dans

le Chapitre 4 : Un déphasage se crée au primaire, le gain en tension devient variable (si le secondaire n'est pas piloté), et le rendement décroît. Cela se retrouve sur les Figure 6-17 et Figure 6-18.

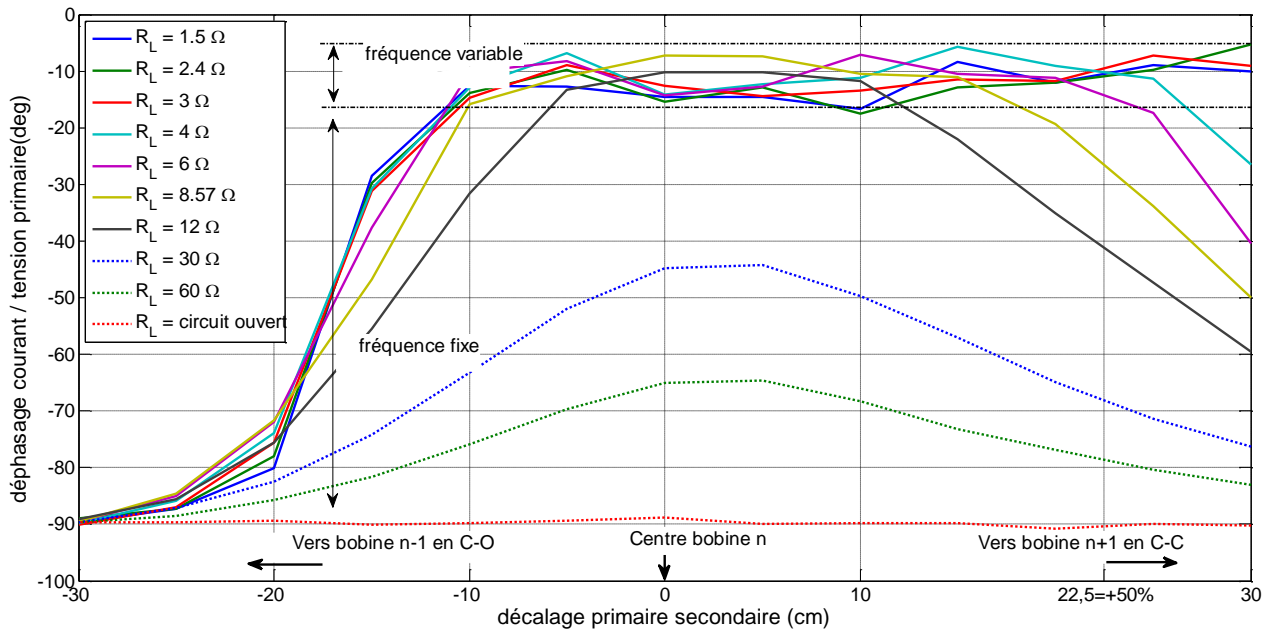


Figure 6-16: déphasage mesuré en fonction de la position du secondaire

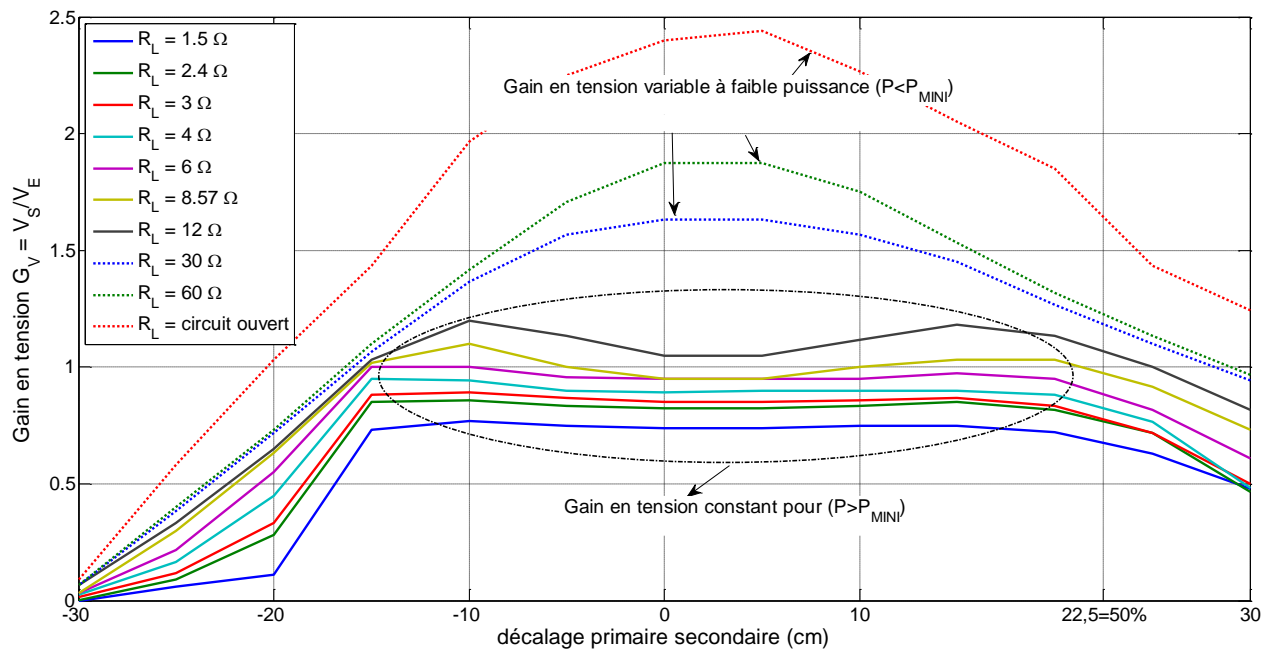


Figure 6-17: gain en tension mesuré en fonction de la position du secondaire

La partie gauche des courbes Figure 6-16 à Figure 6-18 présente une forte chute de tension et de puissance pour un décentrage de -10 centimètre et plus, vers la bobine $n-1$ (en circuit ouvert). Cela

est dû à la déviation de flux créé par bobine $n+1$ en court-circuit, qui devient défavorable lorsque le secondaire s'éloigne de celle-ci (voir paragraphe 5.3).

Il est communément admis que les systèmes de transfert d'énergie par induction ont un rendement dépendant de la position du secondaire par rapport au primaire (donc du couplage). Ce qui laisse supposer qu'à puissance donnée, il serait variable en fonction du déplacement du véhicule. Nous avons démontré, dans le Chapitre 3, que cette assertion est en grande partie fausse. Le rendement est optimal, quel que soit le coefficient de couplage, tant que la puissance transmise est supérieure à une puissance minimale. Ainsi, sur la courbe de mesure du rendement (Figure 6-18), on constate que, à puissance donnée, le rendement n'est pas dépendant du décentrage.

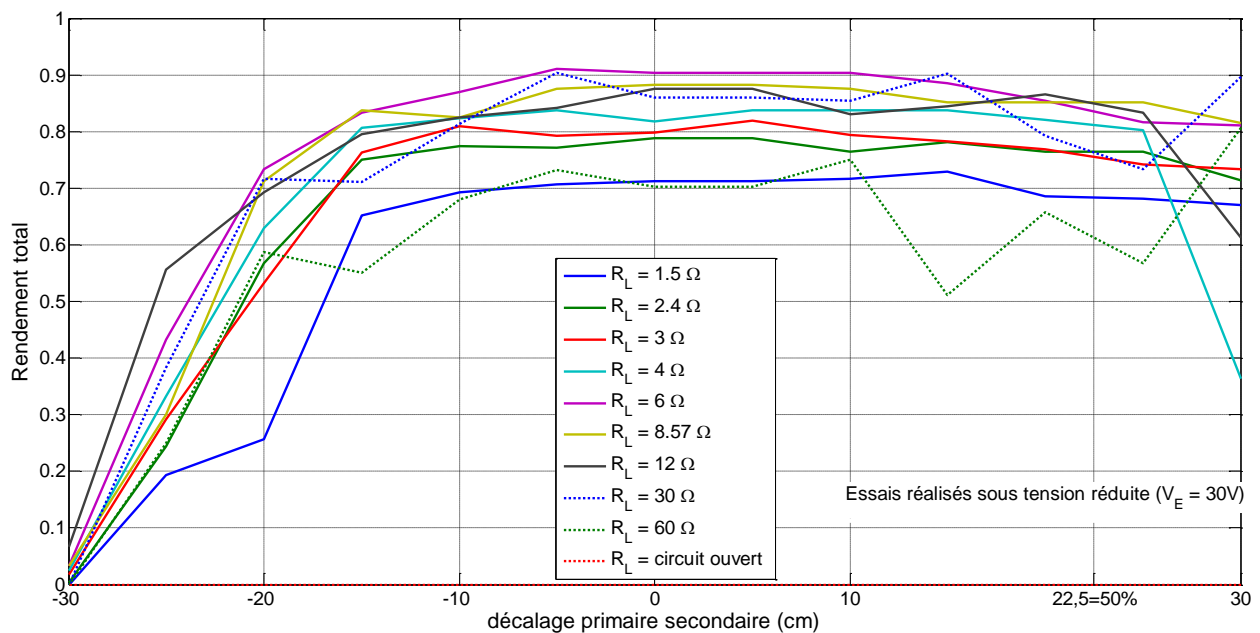


Figure 6-18 : rendement mesuré en fonction de la position du secondaire

6.5 Conclusion

La route électrique réalisée confirme qu'un fonctionnement en roulant est possible, avec un bon rendement. Elle a permis de mettre au point notre algorithme de commutation de bobine ne nécessitant qu'une simple communication entre onduleurs. Cette stratégie de fonctionnement sans capteur de position a évidemment un impact sur le rendement. Cet impact est variable selon la position du secondaire et nécessite d'être quantifié. Toutefois cette stratégie permet d'obtenir une puissance minimale dans le mode de fonctionnement optimal (mode 1) beaucoup plus faible avec une plus grande stabilité de la tension de sortie pour de forts décentrages. Cette réalisation montre robustesse face à la dispersion des composants du circuit résonnant. Des essais supplémentaires doivent

néanmoins être réalisés afin de caractériser complètement son fonctionnement, avec une instrumentation adaptée. Il est notamment indispensable de mesurer le champ rayonné, que ce soit dans le véhicule comme au bord de la piste, et de corroborer ces résultats par une analyse par éléments finis.

Conclusion et perspectives

La transmission d'énergie par induction est devenue un sujet extrêmement porteur compte tenu du contexte géopolitique et environnemental du moment mais également des possibilités technologiques. De nombreux articles ont été publiés ces dernières années, principalement à propos de la charge sans contact à l'arrêt, parfois dans l'optique d'une adaptation à la charge en roulant. Nous avons pris le parti de suivre une démarche inverse, partant du principe qu'une charge à l'arrêt n'est autre qu'un cas particulier d'une alimentation en roulant. Nous avons cherché à éviter les écueils rencontrés dans les systèmes de charge en roulant actuels (détection du véhicule, taille des bobines, entrefer réduit, etc). Par une combinaison de principes très simples que nous nous sommes imposés, nous avons réalisé un tronçon de route aux caractéristiques encore inédites.

Dès le début de ce manuscrit nous avons insisté sur certaines exigences fonctionnelles pour que l'alimentation dynamique sans contact devienne un produit réaliste et réalisable dans un avenir proche. Par exemple, nous avons recherché une transparence totale de fonctionnement et une sécurité absolue par blindage pour les passagers ainsi qu'une simplification drastique de la réalisation, toutefois compatible avec des performances incontestables. C'est ainsi que nous avons pu stabiliser la tension du bus continu embarqué sans qu'une communication sol-véhicule soit nécessaire, tout cela avec un rendement énergétique optimal.

Nous avons rapidement sélectionné le vecteur de transmission d'énergie et identifié les contraintes qui lui sont propres. Les circuits magnétiques faiblement couplés impliquent nécessairement de fortes inductances de fuite et des chutes de tensions associées hors du commun. Quoi qu'il arrive, il faut composer avec ces chutes inductives et trouver un moyen de les compenser. Les topologies classiques de l'électronique de puissance, davantage adaptées à des transformateurs qu'à des coupleurs magnétiques, ne permettent pas de répondre à l'ensemble de nos critères. Il a été nécessaire de concevoir un nouveau convertisseur.

L'élaboration et l'application de notre principe de symétrie totale (topologie et commande des convertisseurs) nous a amené à concevoir un convertisseur « continu-continu » réversible et doté d'une fonction essentielle et originale que nous avons appelé la « recopie de tension ». La structure réson-

nante série-série que nous avons exploitée n'est pas nouvelle, mais l'utilisation que nous en avons faite, notamment en synchronisant les commutations des transistors avec les annulations des courants d'enroulements, nous semble sans précédent. La recopie de tension évite l'asservissement, par une action au sol, de la tension dans le véhicule. En outre, les concepts qui la sous-tendent mènent à un strict minimum de pertes, qu'il s'agisse de pertes par conduction ou par commutation. Nous avons élaboré différentes variantes reposant toujours sur des structures symétriques, comme sur la structure parallèle-parallèle, chacune pouvant être exploitée dans différents modes de fonctionnement.

Nous avons par ailleurs noté l'intérêt que présentent ces différents concepts dans le domaine plus vaste de la conversion continu-continu en présence d'un véritable transformateur. L'équipe de recherche à Supélec a commencé à adapter les concepts et à explorer les différentes caractéristiques de cette nouvelle génération de convertisseurs dans des applications où la réversibilité des échanges d'énergie est requise. Une première application a été trouvée dans la réalisation du convertisseur HT/BT des avions ; bien loin des applications automobiles.

La bibliographie fait état de principes totalement différents. Les résultats habituels sont des tensions recueillies beaucoup trop variables avec la charge et avec le couplage pour être directement exploitables. Les auteurs proposent des solutions peu performantes pour y remédier, notamment l'adjonction de convertisseurs permettant de réguler la tension avec une dynamique de réglage très importante ; beaucoup trop importante pour que le rendement global soit acceptable.

Notre système, dans sa version actuelle, présente bien entendu certains défauts. Par exemple, dans son mode de fonctionnement optimal, il ne permet pas de transférer une puissance inférieure à une certaine limite (par exemple 10 à 20% de la puissance maximale selon les choix du dimensionnement). Cependant, dans un autre mode de fonctionnement, donc dégradé, toutes puissances sont accessibles.

Une première réalisation concrète nous a permis valider le principe de fonctionnement en recopie de tension, avec une forte tolérance au positionnement longitudinal (+/-50%).

Le séquençage de l'alimentation des bobines soulève un autre problème à surmonter. Tous les systèmes existants, quel que soit leur stade de développement, utilisent des capteurs dédiés pour détecter la position du véhicule et alimenter la bonne bobine au sol. Encore une fois, nous avons pris le parti d'être à contre-courant de ce qui se fait par ailleurs. L'innovation vient de la mise en court-circuit des bobines inactives au sol sur leur condensateur de résonance. Cela offre un accès gratuit à la détection de l'instant de commutation d'une bobine à l'autre: il suffit de commuter lorsque les

courants sont identiques dans ces deux bobines. En outre, cette solution permet de mieux canaliser le flux magnétique émis du sol vers la bobine embarquée lorsque celle-ci est très décalée. Enfin, cette solution permet de maîtriser l'ensemble des bobines adjacentes au sol qui, sinon seraient soumise à des tensions induites aux conséquences diverses (mise en conduction des diodes dans les onduleurs...).

En résumé, nous avons conçu et mis au point une route électrique dont les caractéristiques essentielles sont les suivantes :

- Recopie de tension sol véhicule sans échange d'informations
- Réversibilité des échanges d'énergie
- Bonne stabilité de la tension dans le véhicule malgré les variations de couplage
- Fonctionnement à entrefer élevé avec un excellent rendement
- Séquencement naturel des bobines au sol

De nombreux travaux restent cependant à mener. Nous avons pris plusieurs options, peut-être hâtivement, dans le but de montrer la faisabilité des transferts d'énergie à distance et en roulant. Nous pensons notamment que les topologies résonnantes parallèle-parallèle éviteraient la contrainte de puissance minimale dans le mode de fonctionnement optimal ; nous pensons aussi que le court-circuit des bobines adjacentes au sol n'est pas le seul choix possible... Tous ces choix méritent d'être confirmés ou infirmés.

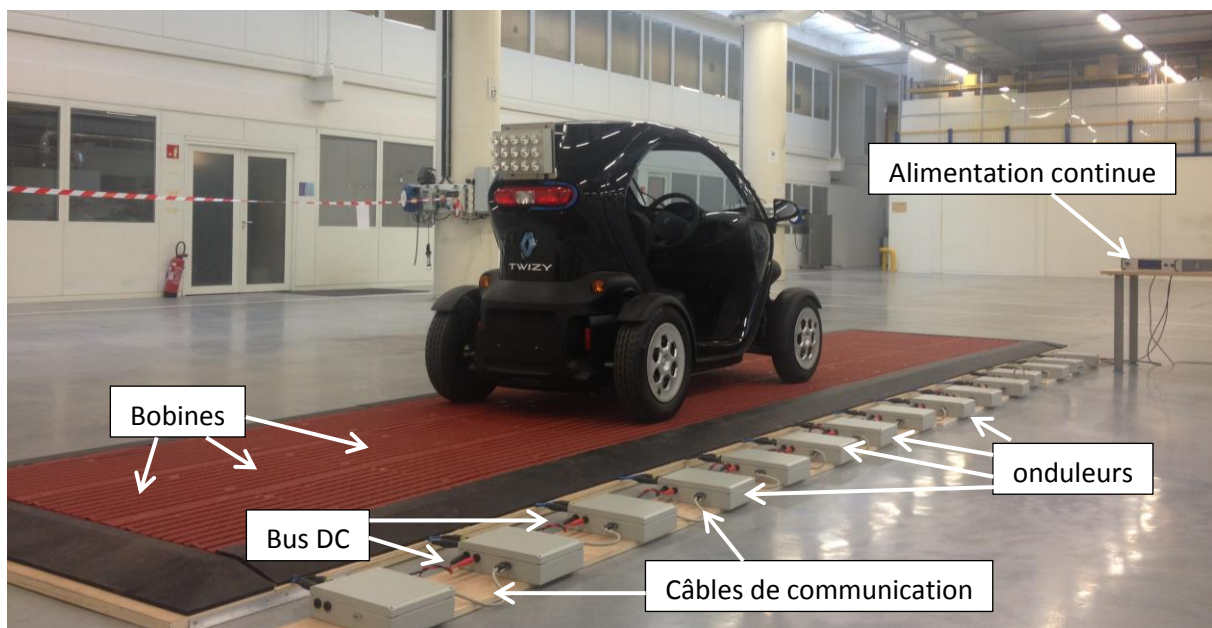
Nous avons adopté d'emblée la forme rectangulaire classique des boucles. Là aussi, nous pensons à d'autres formes et à d'autres systèmes qui permettraient de minimiser les fuites magnétiques. Une simulation par éléments finis est également à envisager à fin d'optimisation. Elle permettrait aussi de rationaliser l'utilisation des ferrites, voire de trouver des alternatives au fil de Litz.

Mais avant tout, avant toute tentative d'amélioration, le minimum est de caractériser le prototype tel qu'il existe actuellement. Il s'agit de prendre en compte tous les cas d'usage, avec un plan d'expérience détaillé incluant notamment la mesure du champ magnétique autour du véhicule.

Les possibilités d'amélioration de l'algorithme de commutation de boucles doivent également être explorées et inclure une séquence d'auto-amorçage du système. Il en va de même pour les possibilités d'accélérer l'asservissement du déphasage à zéro entre courants et commutations, d'améliorer la communication entre bobines au sol... Ces diverses améliorations permettraient de garantir une meilleure continuité du transfert de puissance.

L'ajout d'un chargeur de batterie en cascade ou en parallèle permettrait d'envisager une intégration complète dans un véhicule. L'adaptation à des véhicules plus puissants, plus longs ou à des véhicules formés en convois reste à faire...

Nous pensons avoir levé le risque technologique lié au transfert d'énergie en roulant mais bien plus encore reste à faire en marge du seul aspect électromagnétique que nous avons « un peu » abordé. Parmi les principaux problèmes technico-économiques à traiter : génération d'énergie électrique, adaptation du réseau de transport d'énergie, création d'un réseau continu, enfouissement des bobines et de l'électronique dans le sol, installation lors de la rénovation des routes, standards à développer, fiabilité, maintenance et durée de vie, facturation...



Liste des publications

1. Articles dans des revues avec comité de lecture (acceptés)

- A. Caillierez, S. Loudot, D. Sadarnac, A. Jaafari, and J. Houivet, "Transmission d'énergie sans contact dans le cadre de la route électrique," La revue 3E.I, no. 74, pp. 17–25, Oct. 2013.

2. Communications avec actes (acceptées)

- A. Caillierez, D. Sadarnac, A. Jaafari, and S. Loudot, "Dynamic inductive charging for electric vehicle: Modelling and experimental results," in 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 2014, pp. 1–7.
- A. Caillierez, D. Sadarnac, A. Jaafari, and S. Loudot, "Unlimited range for electric vehicles," in 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014, pp. 941–946.
- A. Caillierez, P-A. Gori, D. Sadarnac, A. Jaafari, and S. Loudot, "2.4kW prototype of on-road wireless power transfer : modelling concepts and practical implementation" in 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2015), 2015
- A. Caillierez, S. Loudot, D. Sadarnac, A. Jaafari, and J. Houivet, "Transmission d'énergie sans contact dans le cadre de la route électrique," 11ème conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE 2013), 5-6 Juin 2013

3. Brevets

- S. Loudot, A. Caillierez, and A. Dauron, "Système De Charge Sans Contact D'une Batterie D'un Véhicule Automobile En Mouvement, Et procédé Correspondant," FR3007222 (A1), 19-Dec-2014.
- S. Loudot, J. Houivet, S. Cregut, A. Caillierez, D. Sadarnac, and A. Jaafari, "System for contact-less charging of battery of moving car, has electronic control unit controlling switching cells such that primary coils are powered simultaneously according to car position, where each coil includes certain dimension," FR2998427 (A1), 23-May-2014.

Bibliographie

- [1] S. Boucher, "Transport urbain électrique alimenté par dispositif de biberonnage." CNTA, 21-Apr-2010.
- [2] C. C. Chan, "The Rise and Fall of Electric Vehicles in 1828 - 1930: Lessons Learned [Scanning Our Past]," *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 1, pp. 206–212, Jan. 2013.
- [3] N. Tesla, "Apparatus for transmission of electrical energy.," US649621, 15-May-1900.
- [4] N. Tesla, "System of transmission of electrical energy.," US645576, 20-Mar-1900.
- [5] M. Kazmierkowski and A. Moradewicz, "Unplugged But Connected: Review of Contactless Energy Transfer Systems," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 6, no. 4, pp. 47–55, Dec. 2012.
- [6] M. Hanazawa and T. Ohira, "Power transfer for a running automobile," in *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, pp. 77–80.
- [7] C. Liu and A. P. Hu, "Steady state analysis of a capacitively coupled contactless power transfer system," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, pp. 3233–3238.
- [8] J. Kim and F. Bien, "Electric field coupling technique of wireless power transfer for electric vehicles," in *2013 IEEE TENCON Spring Conference*, 2013, pp. 267–271.
- [9] M. Faraday, "Experimental Researches in Electricity. Seventh Series," *Philos. Trans. R. Soc. Lond.*, vol. 124, pp. 77–122, Jan. 1834.
- [10] D. van Wageningen and T. Staring, "The Qi wireless power standard," in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010, pp. S15–25–S15–32.
- [11] E. Waffenschmidt, "Wireless power for mobile devices," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*, 2011, pp. 1–9.
- [12] L. Bettaieb, F. Costa, and J.-C. LOURME, "Transmission d'énergie par couplage inductif. Application aux capteurs biomédicaux intégrés," in *Symposium de Génie Électrique 2014*.
- [13] G. B. Joun and B. H. Cho, "An energy transmission system for an artificial heart using leakage inductance compensation of transcutaneous transformer," *Power Electron. IEEE Trans. On*, vol. 13, no. 6, pp. 1013–1022, 1998.
- [14] G. Wang, W. Liu, M. Sivaprakasam, and G. A. Kendir, "Design and analysis of an adaptive transcutaneous power telemetry for biomedical implants," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 52, no. 10, pp. 2109–2117, Oct. 2005.
- [15] U.-M. Jow and M. Ghovanloo, "Design and Optimization of Printed Spiral Coils for Efficient Transcutaneous Inductive Power Transmission," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 1, no. 3, pp. 193–202, Sep. 2007.
- [16] D. C. Galbraith, M. Soma, and R. L. White, "A Wide-Band Efficient Inductive Transdennal Power and Data Link with Coupling Insensitive Gain," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. BME-34, no. 4, pp. 265–275, 1987.
- [17] P. Si, A. P. Hu, S. Malpas, and D. Budgett, "A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 2, no. 1, pp. 22–29, Mar. 2008.
- [18] T.-S. Chan and C.-L. Chen, "LLC resonant converter for wireless energy transmission system with PLL control," in *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008*, 2008, pp. 136–139.

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

- [19] K. D. Papastergiou and D. E. Macpherson, "An Airborne Radar Power Supply With Contactless Transfer of Energy - Part I: Rotating Transformer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2874–2884, Oct. 2007.
- [20] N. Hemche, "Étude et mise en oeuvre du transfert sans contact de l'énergie électrique et de l'information dans les systèmes embarqués," Amiens, 2007.
- [21] N. Hemche and A. Jaafari, "Wireless transmission of power using a PCB transformer with mobile secondary," in *Electrotechnical Conference, 2008. MELECON 2008. The 14th IEEE Mediterranean*, 2008, pp. 629–634.
- [22] M. Cheaib and A. Jaafari, "Electrical coupling device for motor vehicle, has DC/AC converter with regulation circuit correcting inverter output voltage using voltage controlled oscillator frequency to adapt device's output voltage to voltage of door's electrical load," FR2864364 (A1), 24-Jun-2005.
- [23] F. Barbet, M. Cheaib, and A. Jaafari, "Electric contactless coupling between two mobile vehicle parts," FR2845811 (A1) Abrégé du document correspondant EP1407938 (A1), 16-Apr-2004.
- [24] M. L. G. Kissin, H. Hao, and G. A. Covic, "A practical multiphase IPT system for AGV and roadway applications," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010, pp. 1844–1850.
- [25] A. Zaheer, G. A. Covic, and D. Kacprzak, "A Bipolar Pad in a 10-kHz 300-W Distributed IPT System for AGV Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3288–3301, Jul. 2014.
- [26] K. W. Klontz, D. M. Divan, D. W. Novotny, and R. D. Lorenz, "Contactless power delivery system for mining applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 1, pp. 27–35, Jan. 1995.
- [27] B. J. Heeres, D. W. Novotny, D. M. Divan, and R. D. Lorenz, "Contactless underwater power delivery," in *25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record*, 1994, pp. 418–423 vol.1.
- [28] T. Kojiya, F. Sato, H. Matsuki, and T. Sato, "Construction of non-contacting power feeding system to underwater vehicle utilizing electro magnetic induction," in *Oceans 2005 - Europe*, 2005, vol. 1, pp. 709–712 Vol. 1.
- [29] M. Chen, D. Xu, D. Zhou, and X. Wu, "Inductive power transferring in Maglev using harmonic injection method," in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, 2004, vol. 2, pp. 1165–1170 vol.2.
- [30] B.-M. Song, R. Kratz, and S. Gurol, "Contactless inductive power pickup system for Maglev applications," in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2002, vol. 3, pp. 1586–1591 vol.3.
- [31] L. Wang, M. Chen, and D. Xu, "Increasing Inductive Power Transferring Efficiency for Maglev Emergency Power Supply," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06*, 2006, pp. 1–7.
- [32] N. Macabrey, "Alimentation et guidage linéaire sans contact," EPFL, Lausanne, 1998.
- [33] P. Meyer, "Modeling of Inductive Contactless Energy Transfer Systems," 2012.
- [34] "<http://olevtech.com/>." .
- [35] S. Lee, B. Choi, and C. Rim, "Dynamics Characterization of the Inductive Power Transfer System for On-Line Electric Vehicles by Laplace Phasor Transform," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. Early Access Online, 2013.
- [36] B. Song, J. Shin, S. Lee, S. Shin, Y. Kim, S. Jeon, and G. Jung, "Design of a high power transfer pickup for on-line electric vehicle (OLEV)," in *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*, 2012, pp. 1–4.

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

- [37] J. Huh, S. Lee, C. Park, G. H. Cho, and C. T. Rim, "High performance inductive power transfer system with narrow rail width for On-Line Electric Vehicles," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, 2010, pp. 647–651.
- [38] J. Shin, B. Song, S. Shin, S. Chung, Y. Kim, G. Jung, and S. Jeon, "Design of buried power line for roadway-powered electric vehicle system," in *2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT)*, 2013, pp. 56–57.
- [39] D. Cho, N. P. Suh, C. K. Eem, Y. Kim, S. J. Yoo, H. W. Chun, and M. H. Park, "Method and apparatus for transporting power to electric vehicle with segments of power supply road," Apr-2011.
- [40] H. Perik, "Practical EV integration cases for static and dynamic wireless power transfer," 2013.
- [41] M. Ibrahim, "Wireless Inductive Charging for Electrical Vehicles: Electromagnetic Modelling and Interoperability Analysis," Université Paris Sud-Paris XI, 2014.
- [42] D. Sadarnac, *Du composant magnétique à l'électronique de puissance - Analyse, modélisation, conception, dimensionnement des transformateurs, inductances, convertisseurs - Cours et exercices corrigés*, Éditions Ellipses. 2014.
- [43] D. SCHWANDER, D. Sadarnac, and W. Abida, "Transmission de puissance sans contact : étude d'un convertisseur résonnant série à redressement contrôlé," presented at the *Électronique de Puissance du Futur (EPF 2004)*, Toulouse, 2004.
- [44] J. T. Boys, C.-Y. Huang, and G. A. Covic, "Single-phase unity power-factor inductive power transfer system," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008*, 2008, pp. 3701–3706.
- [45] K. Throngnumchai, T. Kai, and Y. Minagawa, "A study on receiver circuit topology of a cordless battery charger for electric vehicles," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011, pp. 843–850.
- [46] A. K. Swain, M. J. Neath, U. K. Madawala, and D. J. Thrimawithana, "A Dynamic Multivariable State-Space Model for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4772–4780, Nov. 2012.
- [47] D. J. Thrimawithana and U. K. Madawala, "A Generalized Steady-State Model for Bidirectional IPT Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4681–4689, Oct. 2013.
- [48] H. H. Wu, G. A. Covic, J. T. Boys, and D. J. Robertson, "A Series-Tuned Inductive-Power-Transfer Pickup With a Controllable AC-Voltage Output," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 98–109, Jan. 2011.
- [49] C.-I. Chen, G. A. Covic, and J. T. Boys, "Regulator capacitor selection for series compensated IPT pickups," in *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008*, 2008, pp. 932–937.
- [50] J.-R. Sibué, G. Kwimang, J.-P. Ferrieux, G. Meunier, J. Roudet, and R. Périot, "A Global Study of a Contactless Energy Transfer System: Analytical Design, Virtual Prototyping, and Experimental Validation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4690–4699, Oct. 2013.
- [51] M. Petersen and F. W. Fuchs, "Load dependent power control in series-series compensated electric vehicle inductive power transfer systems," in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014, pp. 1–10.
- [52] R. Mecke and C. Rathge, "High frequency resonant inverter for contactless energy transmission over large air gap," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, vol. 3, pp. 1737–1743 Vol.3.
- [53] R. Mecke, "Contactless inductive energy transmission systems with large air gap," in *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2001, pp. 1–10.

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

- [54] H. Fan and W. Jianqiang, "Investigation on full bridge inductively coupled power transfer system," in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, 2012, vol. 3, pp. 1737–1740.
- [55] M. A. Brubaker, H. C. Kirbie, T. A. Hosking, and T. Von Kampen, "System Level Considerations for Integration of Resonant Capacitors in High Power Wireless Charging," in *Conference on Electric Roads & Vehicles*, 2011.
- [56] G. R. Nagendra, L. Chen, G. A. Covic, and J. T. Boys, "Detection of EVs on IPT highways," in *2014 Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2014, pp. 1604–1611.
- [57] K. Vollenwyder, T. Dickson, and K. Woronowicz, "System and Method for Transferring Electric Energy to a Vehicle," WO2011076433 (A2), 30-Jun-2011.
- [58] S. Loudot, J. Houivet, S. Cregut, A. Caillierez, D. Sadarnac, and A. Jaafari, "System for contactless charging of battery of moving car, has electronic control unit controlling switching cells such that primary coils are powered simultaneously according to car position, where each coil includes certain dimension," FR2998427 (A1), 23-May-2014.
- [59] S. Loudot, A. Caillierez, and A. Dauron, "Systeme De Charge Sans Contact D'une Batterie D'un Vehicule Automobile En Mouvement, Et Procede Correspondant," FR3007222 (A1), 19-Dec-2014.
- [60] R. W. Wall, "Simple methods for detecting zero crossing," in *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03*, 2003, vol. 3, pp. 2477–2481 Vol.3.
- [61] H. Doffin and S. Cregut, "Method for the Contactless Charging of a Battery of an Electric Motor Vehicle," US2015048788 (A1), 19-Feb-2015.
- [62] F. F. A. van der Pijl, M. Castilla, and P. Bauer, "Adaptive Sliding-Mode Control for a Multiple-User Inductive Power Transfer System Without Need for Communication," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 271–279, Jan. 2013.

Annexes

Annexe A Mesure des paramètres du coupleur inductif

Méthodologie

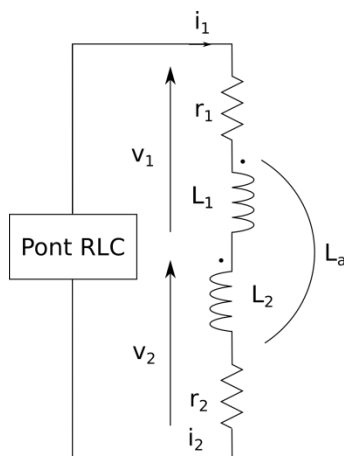
- 1- Mesure des résistances continues (R_{DC}) au primaire et au secondaire par un essai sous tension continue.
- 2- Mesure des inductances propres et des résistances alternatives (R_{AC}) primaire et secondaire par un essai en circuit ouvert (avec un analyseur d'impédance par exemple)
- 3- Détermination de l'inductance mutuelle et du coefficient de couplage à l'aide des méthodes ci-dessous.

Deux méthodes de mesure seront dans cette annexe pour déterminer la valeur des inductances propres et mutuelle et en déduire le coefficient de couplage. La première consiste à effectuer deux associations série des deux enroulements, la seconde à effectuer des mesures en court-circuit.

Associations série

Le principe est de faire deux associations série : une première avec les enroulements dans le même sens et une seconde avec les enroulements dans le sens opposé. **Les pertes cuivres sont négligées dans ces mesures ($r_1 = r_2 = 0$).**

Première mesure :



$$\begin{cases} i_2 = i_1 \\ v_a = v_1 + v_2 \\ v_a = jL_a \omega i_1 \end{cases}$$

$$v_a = v_1 + v_2 = (jL_1 \omega i_1 + jM \omega i_2) + (jL_2 \omega i_2 + jM \omega i_1)$$

$$v_a = j\omega(L_1 + L_2 + 2M)i_1$$

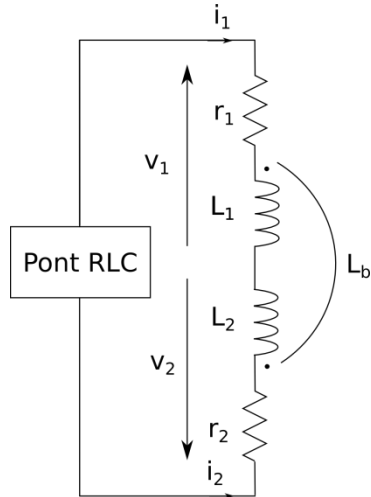
$$v_a = jL_a \omega i_1$$

Donc :

$$L_a = L_1 + L_2 + 2M$$

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

Seconde mesure :



$$\begin{cases} i_2 = -i_1 \\ v_b = v_1 - v_2 \\ v_b = jL_b \omega i_1 \end{cases}$$

$$v_b = v_1 - v_2 = (jL_1 \omega i_1 + jM \omega i_2) - (jL_2 \omega i_2 + jM \omega i_1)$$

$$v_a = j\omega(L_1 + L_2 - 2M)i_1$$

$$v_b = jL_b \omega i_1$$

Donc :

$$L_b = L_1 + L_2 - 2M$$

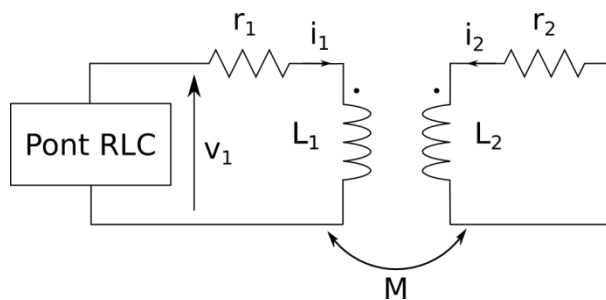
On déduit donc l'inductance Mutuelle et le coefficient de couplage :

$$\begin{cases} L_a = L_1 + L_2 + 2M \\ L_b = L_1 + L_2 - 2M \end{cases} \quad L_a - L_b = 4M \quad M = \frac{L_a - L_b}{4} \quad k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{L_a - L_b}{4\sqrt{L_1 L_2}}$$

Mesure par mise en court-circuit :

Cette mesure est plus rapide que la précédente puisque qu'elle ne nécessite qu'une seule mesure pour déterminer la valeur de l'inductance mutuelle.

Secondaire en court-circuit :



Primaire en court-circuit :

$$\begin{cases} v_1 = jL_{leak12} \omega i_1 \\ v_2 = 0 = jL_2 \omega i_2 + jM \omega i_1 = L_2 i_2 + M i_1 \end{cases}$$

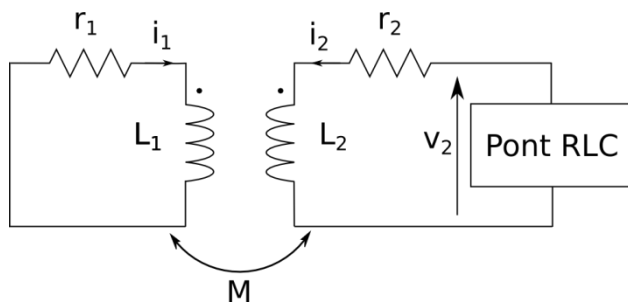
$$\begin{cases} v_1 = jL_{leak12} \omega i_1 = jL_1 \omega i_1 + jM \omega i_2 \\ i_2 = \frac{-M}{L_2} i_1 \end{cases}$$

$$jL_{leak12} \omega i_1 = j\omega i_1 \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)$$

$$L_{leak12} = L_1 - \frac{M^2}{L_2}$$

$$M_{12} = \sqrt{L_1 L_2 - L_2 L_{leak12}}$$

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif



Même méthode que précédemment :

$$L_{leak21} = L_2 - \frac{M^2}{L_1}$$

$$M_{21} = \sqrt{L_1 L_2 - L_1 L_{leak21}} = M_{12}$$

Annexe B Méthode de mesure du déphasage

La mesure du déphasage est nécessaire pour plusieurs raisons :

- Éviter tout recouvrement inverse des diodes et donc garantir des commutations en ZVS
- Limiter les pertes par commutations
- Contrôler la puissance transmise par action sur le déphasage entre le courant et la tension de sortie de l'onduleur.

De plus, comme détaillé dans le Chapitre 4, le contrôle de la fréquence par action sur le déphasage est nécessaire même pour un fonctionnement dit à fréquence fixe, afin de trouver le point de fonctionnement optimal, qui garantira un minimum de pertes.

L'utilisation de thyristors duaux comme interrupteurs de puissance dans les convertisseurs permettrait de réaliser des onduleurs auto-oscillants et des redresseurs synchrones, pour peu que l'on puisse imposer un temps de conduction maximum afin de respecter la plage de fréquence de fonctionnement spécifiée (butée en fréquence). Néanmoins, la complexité des interrupteurs auto-commutés nous a fait privilégier une solution plus souple à base d'interrupteurs classiques pilotés par un microcontrôleur.

Plutôt que d'utiliser une boucle à verrouillage de phase (*phase locked loop – PLL*), qui nécessite un filtrage en sortie du comparateur de phase ralentissant l'ensemble de la boucle de régulation [18], ou une régulation des grandeurs en entrée du convertisseur mettant en œuvre un MPPT [41], une solution numérique a été retenue. Elle permet d'obtenir une mesure pratiquement instantanée du déphasage et une dynamique plus importante de la boucle de régulation.

Cette solution se décompose en deux étapes :

- Détection analogique du signe du courant
- Mesure numérique du déphasage

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

Il n'est pas nécessaire de mesurer la tension de sortie de l'onduleur, la mesure de la commande d'un des interrupteurs combinée au signe du courant permet de la déduire.

1) Détection du signe du courant

Un comparateur à hystérésis variable est mis en œuvre pour détecter les passages par zéro du courant et donc son signe. Cette solution présente les avantages de ne pas imposer d'offset avant la détection, d'éviter les rebonds par l'application d'une hystérésis importante après la détection et d'avoir un rapport signal sur bruit conséquent sans distorsion de la période [60].

2) Détermination numérique du déphasage

Il est nécessaire de disposer d'un microcontrôleur ayant au moins deux entrées permettant de mesurer le temps entre deux fronts (montant et/ou descendant) d'un signal, à l'aide d'un compteur interne. Nous utiliserons dans notre application le DSP F28335 de Texas Instruments car il dispose notamment de cette fonctionnalité. Cette entrée est appelée *capture* ou *eCAP*.

Le principe de réalisation de cette mesure est représenté à la Figure B-1. On remarque que le déphasage mesuré, noté Φ_M sur le schéma, peut être différent du déphasage réel. L'écart est causé par le temps mort imposé sur la commande des interrupteurs et doit être pris en compte dans le traitement de la mesure pour plus de précision. Cet écart dépend également du signe du déphasage. Il est aisé de montrer que pour un courant en avance de phase, il n'y a pas d'écart dans la mesure du déphasage.

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

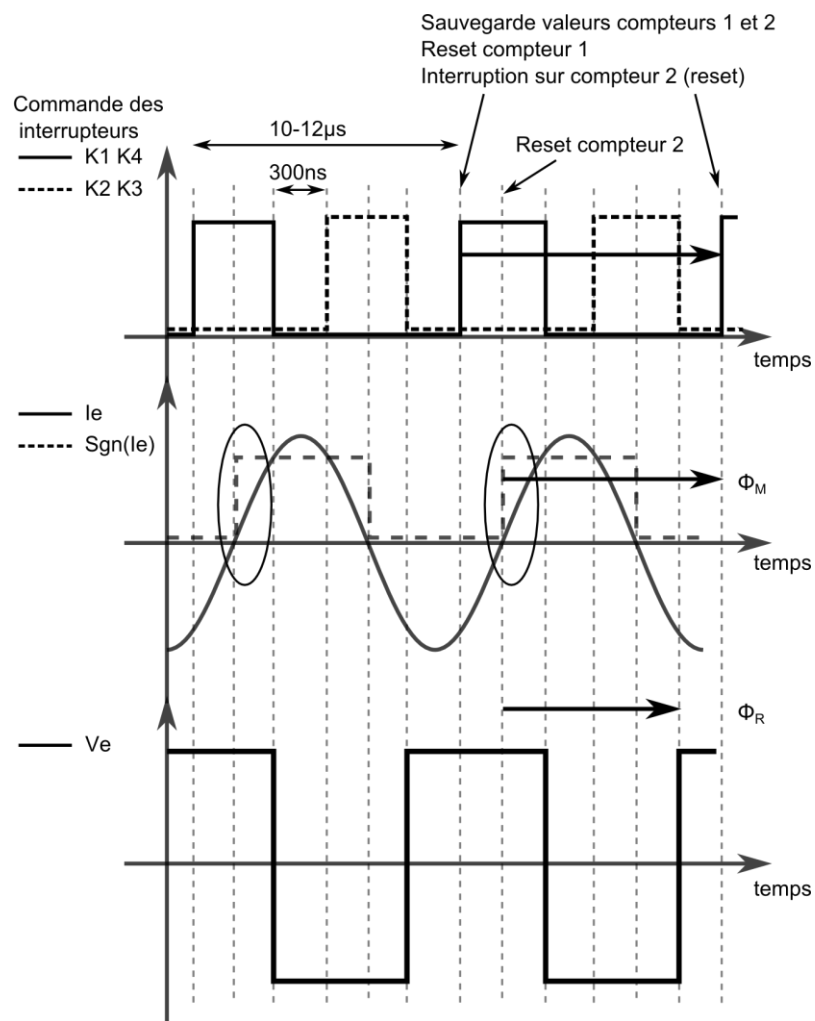


Figure B-1 : Principe de la mesure numérique du déphasage

Annexe C Fonctionnement avec un seul primaire en court-circuit.

Un autre mode de fonctionnement que celui prévu dans le Chapitre 5 peut être envisagé. Il consiste en la mise en court-circuit d'une seule bobine adjacente au lieu des deux, ce qui permettrait de réduire les pertes dans les bobines en court-circuit. Dans cette annexe, nous vérifierons d'une part que la condition de commutation d'une bobine à l'autre est bien respectée et d'autre part que le gain en tension est suffisamment stable sur les trois positions étudiées (Tableau 5-1). Cette étude est réalisée sans la bobine $n-1$. Les courbes sont données pour une résistance de charge variant de 1 à 03 ohms avec un pas unitaire.

Position centrée (C) :

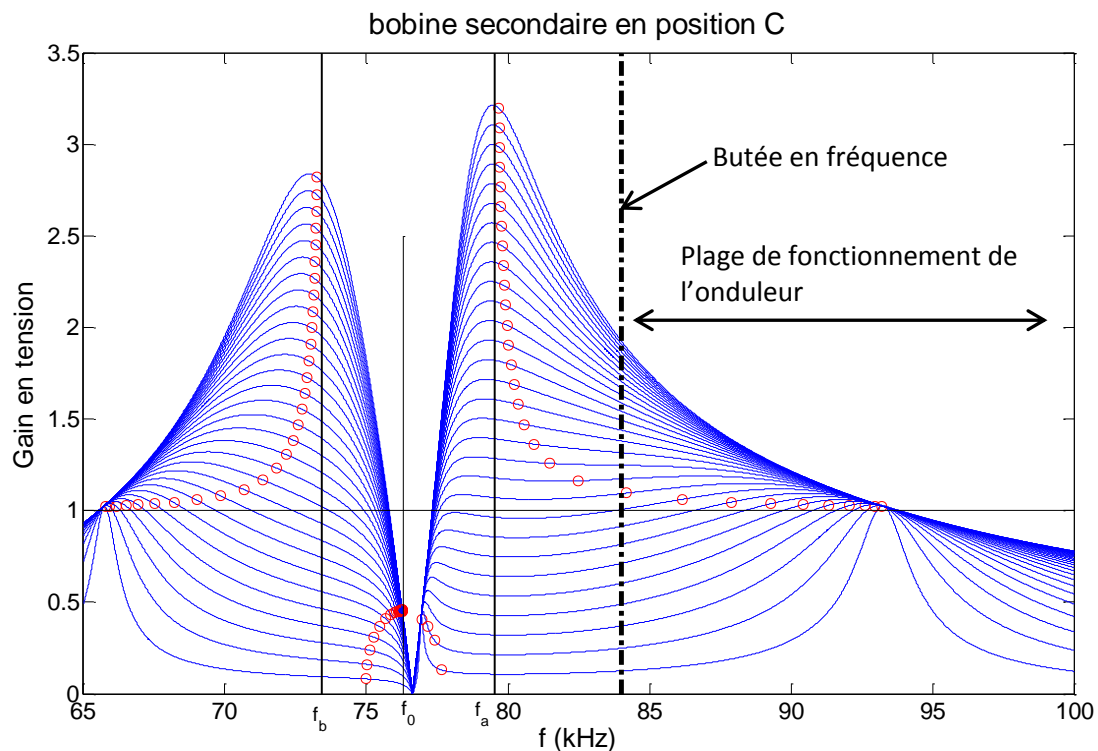


Figure C-2 : gain en tension en position centrée ; un primaire en court-circuit

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

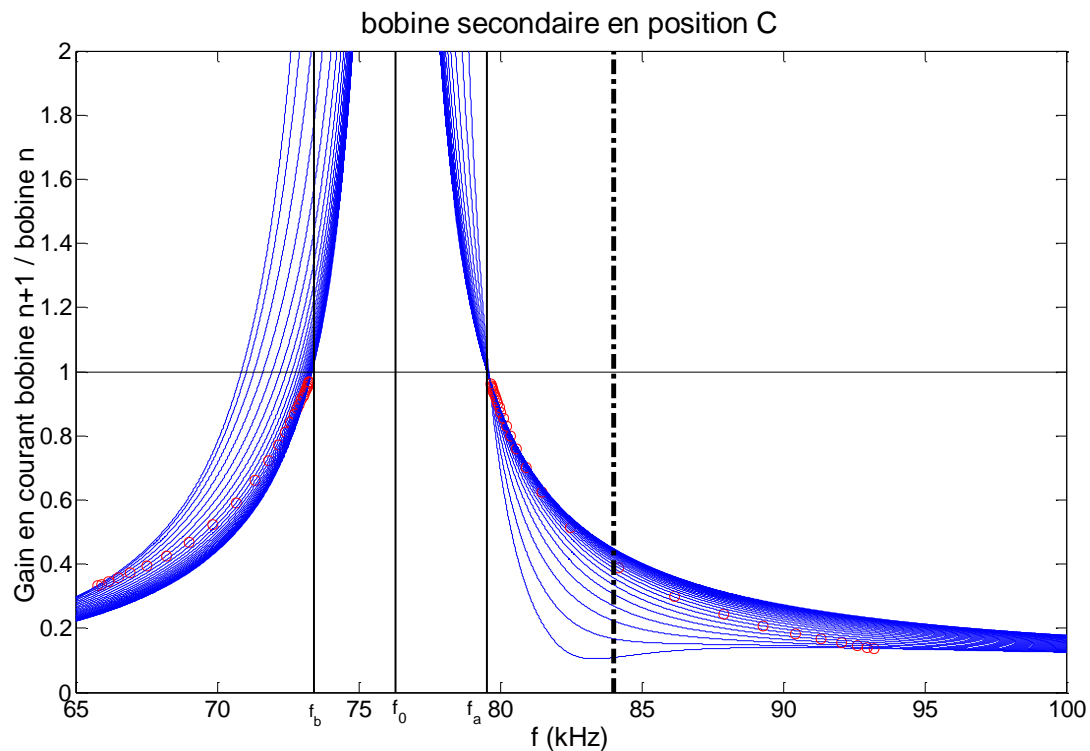


Figure C-3 : gain en courant entre primaires en position centrée ; un primaire en court-circuit

Dans la plage de fonctionnement de l'onduleur, le gain en tension reste stable et proche de 1 pour une puissance de sortie allant d'environ 400W à près de 3kW (les pertes sont négligées sur les courbes). Le courant dans la bobine $n+1$ est bien inférieur au courant dans la bobine n . Le fonctionnement est conforme à ce qui est attendu pour cette position.

Remarque :

Les fréquences particulières f_a et f_b sont données par l'équation suivante (5.3.2) :

$$f_{a,b} = f_0 \sqrt{\frac{1}{1 \pm k_p}}$$

Position décentrée de 33% (B) :

Le gain en tension reste stable et proche de l'unité avec un décentrage longitudinal de 30%. Le gain en courant entre la bobine n et la bobine $n+1$ augmente mais reste inférieur à l'unité.

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

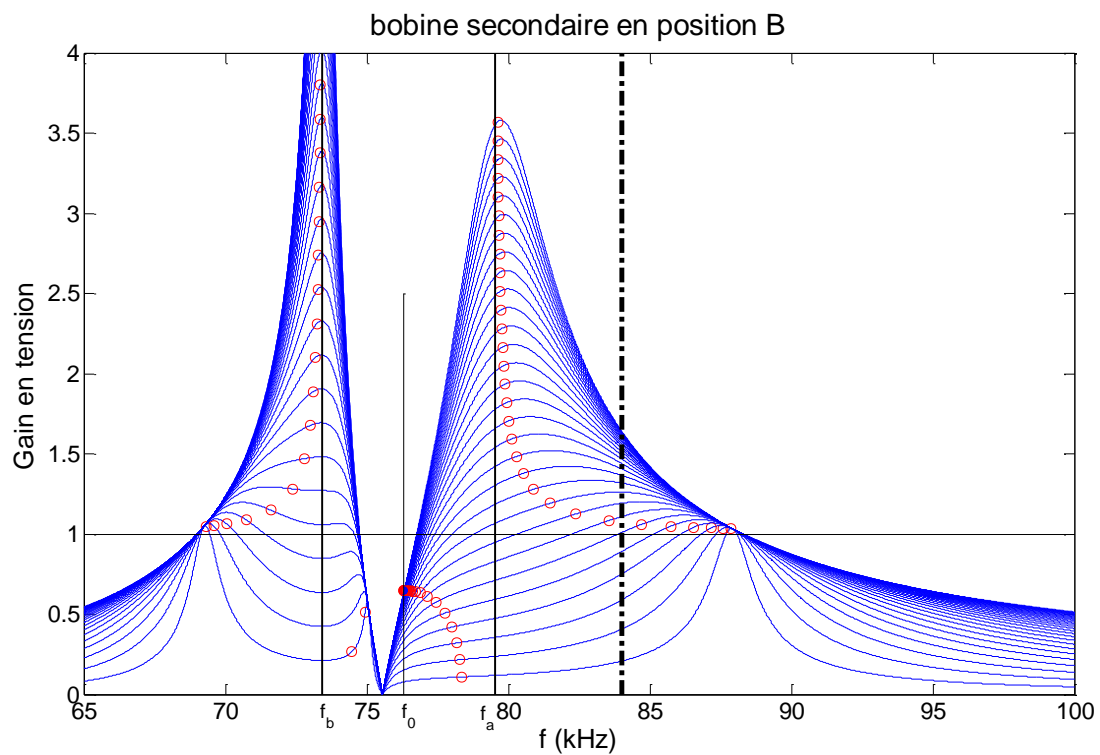


Figure C-4: gain en tension en position décentrée de 30% ; un primaire en court-circuit

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

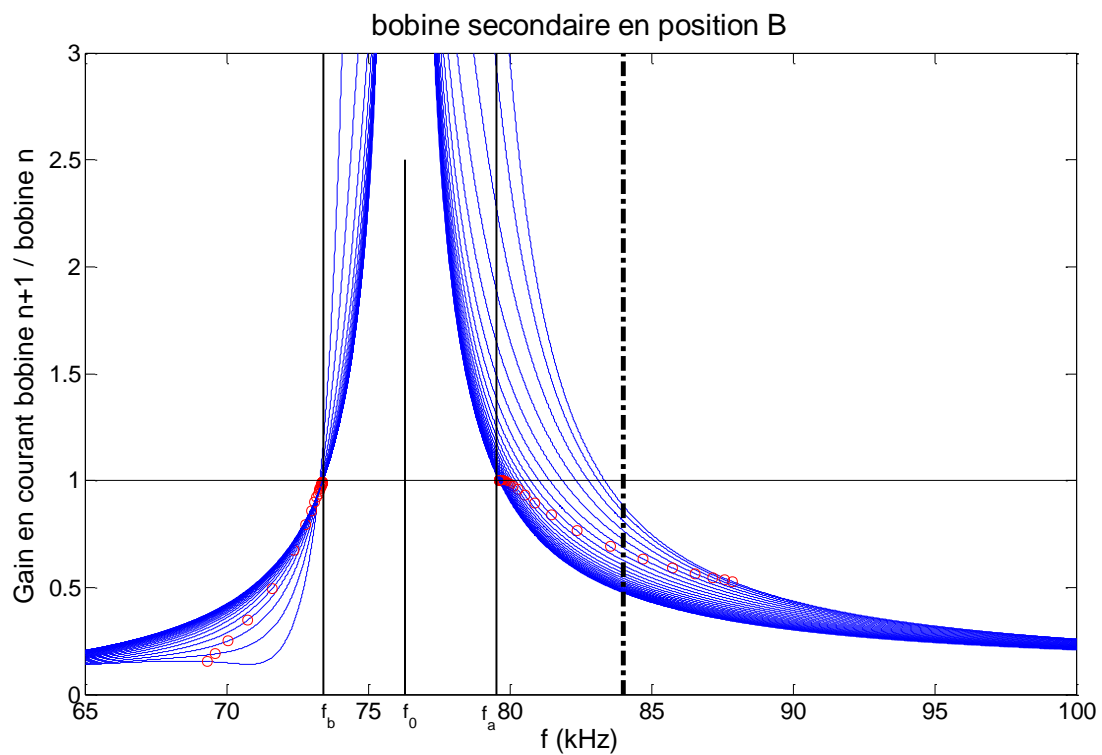


Figure C-5: gain en courant entre primaires en position décentrée de 30%; un primaire en court-circuit

Position décentrée de 50% (A) :

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

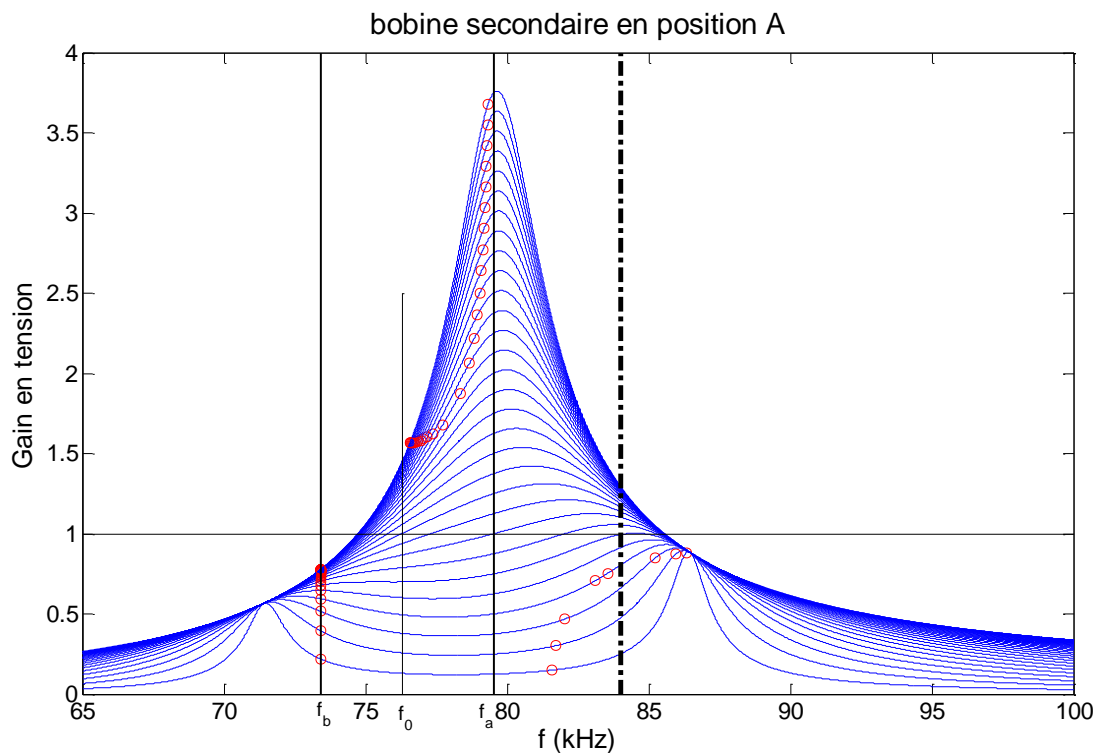


Figure C-6: gain en tension en position décentrée de 50% ; un primaire en court-circuit

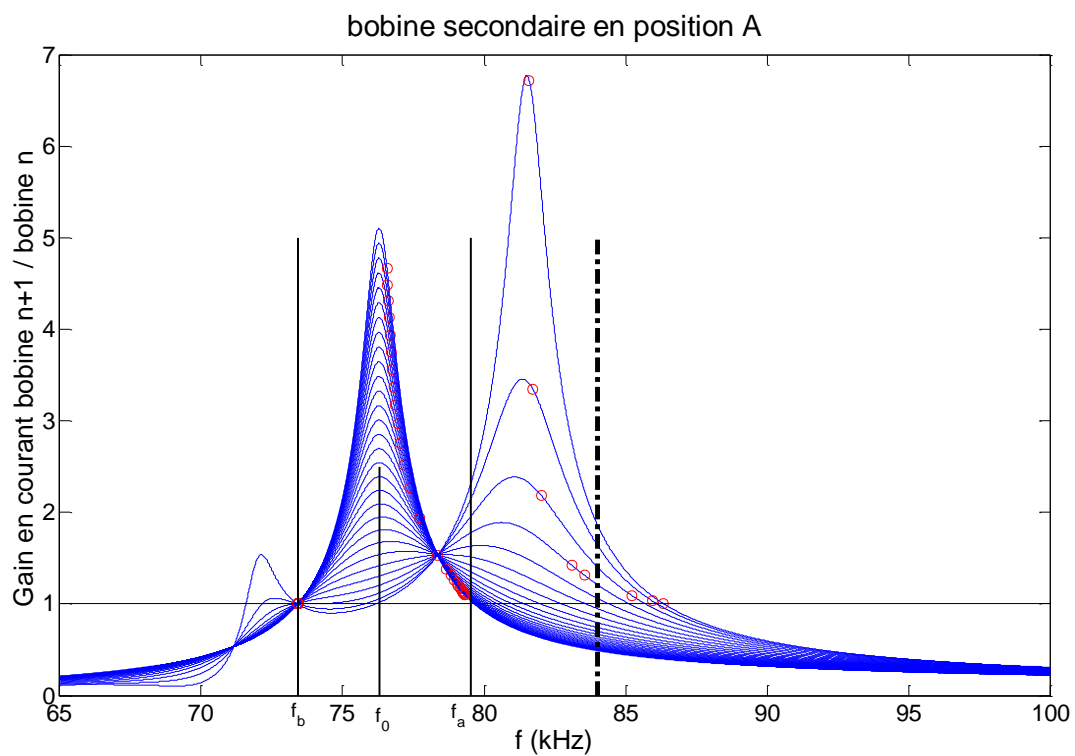


Figure C-7: gain en courant entre primaires en position décentrée de 30%; un primaire en court-circuit

Annexe A : Mesure des paramètres du coupleur inductif

Le gain en tension dans cette position extrême devient légèrement inférieur à l'unité mais ne subit que peu de variations en fonction de la puissance. Le gain en courant entre les deux primaires est très proche de un pour tous les points de fonctionnement à déphasage nul se situant dans la plage de fonctionnement déterminée.

Cette réalisation permet également de se passer de capteur de position tout en gardant un gain en tension relativement stable, en excluant les chutes de tensions dues aux pertes en lignes. Elle nécessite toutefois de s'assurer que la mise en circuit ouvert de la bobine accolée à l'onduleur actif empêche tout retour de courant par les diodes de l'onduleur auquel elle est connectée, par l'ajout d'un interrupteur en série par exemple.

Titre : Étude et mise en œuvre du transfert de l'énergie électrique par induction: application à la route électrique pour véhicule en mouvement.

Mots clés : Véhicule électrique ; couplage magnétique ; résonance série-série ; commutation douce ; diagramme de Fresnel ; sans capteur de position

Résumé : La transmission d'énergie par induction est devenue un sujet extrêmement porteur compte tenu du contexte géopolitique et environnemental du moment ; ainsi que des possibilités technologiques. Les enjeux de l'alimentation électrique d'un véhicule en roulant sont importants : extension du rayon d'action des véhicules électriques voire hybrides rechargeables pouvant aller d'un simple bonus à un rayon d'action infini selon le dimensionnement de l'infrastructure, réduction de la taille de la batterie embarquée, du poids et du coût du véhicule, limitation des importations de cellules de batteries et diminution des importations pétrolières au profit d'investissements locaux.

La solution développée utilise le vecteur magnétique. Elle fait donc appel à des bobines faiblement couplées qui impliquent de fortes inductances de fuite et des chutes de tensions associées hors du commun. Un nouveau type de convertisseur « continu-continu » a été imaginé afin de répondre à ces contraintes. Celui-ci se fonde sur le concept de symétrie ; l'analyse détaillée basée sur les diagrammes

de Fresnel, a conduit à l'élaboration d'un fonctionnement particulier qui a été appelé la « recopie de tension ». Le prototype réalisé fonctionne avec un entrefer réaliste de 15 centimètres, une tolérance au décentrage de $\pm 50\%$ sur l'axe longitudinal, une tension de sortie stable avec de faibles pertes malgré d'importantes variations de couplage. Le tout sans aucune communication entre la partie au sol et la partie mobile. Ces résultats permettent d'envisager sérieusement un fonctionnement en roulant.

Celui-ci nécessite de pouvoir séquencer l'alimentation d'une multitude de bobines de petite taille enfouies sous la chaussée, au bon moment et à la bonne position. La mise en court-circuit résonnant des bobines inactive permet d'utiliser la mesure des courants pour déterminer précisément l'instant d'activation de la bobine suivante. Cette solution originale, qui s'affranchit de tout capteur de position, conserve la propriété de recopie de tension et le principe de dimensionnement développés dans la première partie.

Title : Study and implementation of the inductive power transfer: application to the electric road for in motion vehicles.

Keywords : Electric vehicle ; magnetic coupling ; serie-serie resonant converter ; soft switching ; phasor diagram ; position sensorless

Abstract : Inductive power transfer has become a flourishing subject, considering the current geopolitical and environmental situation and the new technological possibilities. The electric road may lead to important and valuable consequences: extended range for electric vehicles and even hybrids, from a simple bonus to an infinite range, depending on the infrastructure set up, down-sized on-board batteries, reduction of the weight and cost of the vehicle and lowered importations of both battery cells and oil for the benefit of local investments.

The solution developed uses a magnetic medium for the transfer. Therefore, it involves loosely coupled coils, implying inevitably strong leakage inductances and outstanding associated voltage drops. A new type of DC-DC converter was imagined to answer those issues. It is based on the concept of symmetry; a detailed analysis conducted with phasor diagrams leads to a specific

working principle, which has been named the "voltage copying". Thus, the DC/DC converter designed works with a realistic air-gap of 15 centimeters, a longitudinal tolerance to displacement up to $\pm 50\%$ and a stable output voltage with low losses despite large coupling variations. And it all works without any communication between the ground part and the mobile part. These results make a dynamic charging seriously worth investigating.

It requires to sequence the power supply of a multitude of small coils buried beneath the road surface, at the right time and for the right position. Putting inactive coils in a resonant short-circuit mode enables to use current measures to precisely detect the switching time from one coil to the next. This original solution, free of any position sensor, does not prevent the specific "voltage copying" property and the design principles developed in the first part.